21世纪全国高等院校自动化系列实用规划教材

计算机控制系统



主　编　徐文尚

分析方法与系统设计方法实用有效

网络技术与总线控制技术推陈出新





21 世纪全国高等院校自动化系列实用规划教材

计算机控制系统
(第 2 版)

主　编　徐文尚

副主编　武　超　亢　洁　蒋开明　张　婧

参　编　徐沪萍　郑　峰



内 容 简 介

本书阐述了计算机控制系统的基本概念，总结了计算机控制系统的分析方法和具有实用价值的设计方法，介绍了正在蓬勃发展的总线控制技术和网络技术系统，并简要介绍了计算机控制系统的设计及其实现，形成了一套较完整的、充实而又实用的计算机控制系统分析和设计的基本体系。本书力求层次分明、结构简练、主题突出，避免知识堆积。

本书既可以作为高等院校自动化专业的教材，又可以作为相关专业的教材或教学参考用书，还可以作为科技工作者知识更新与继续学习的参考书籍。

图书在版编目(CIP)数据

计算机控制系统/徐文尚主编. —2 版. —北京：北京大学出版社，2014.1

(21 世纪全国高等院校自动化系列实用规划教材)

ISBN 978-7-301-23271-2

Ⅰ.①计… Ⅱ.①徐… Ⅲ. ①计算机控制系统—高等学校—教材 Ⅳ.①TP273

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2013)第 228245 号

书　　名：计算机控制系统(第 2 版)

著作责任者：徐文尚　主编

策 划 编 辑：程志强

责 任 编 辑：程志强

标 准 书 号：ISBN 978-7-301-23271-2/TP・1310

出 版 发 行：北京大学出版社

地　　址：北京市海淀区成府路 205 号　100871

网　　址：http://www.pup.cn　　新浪官方微博：@北京大学出版社

电 子 信 箱：pup_6@163.com

电　　话：邮购部 62752015　发行部 62750672　编辑部 62750667　出版部 62754962

印 刷 者：

发 行 者：北京大学出版社

经 销 者：新华书店

787 毫米×1092 毫米　16 开本　23.25 印张　534 千字

2007 年 8 月第 1 版　2014 年 1 月第 2 版　2014 年 1 月第 1 次印刷

定　　价：48.00 元

《21世纪全国高等院校自动化系列实用规划教材》

专家编审委员会

总　　序

当前所处的时代被称为信息时代。信息科学与技术的迅速发展和广泛应用，深深地改变着人类生产、生活的各个方面。人类社会生产力发展和人们生活质量的提高越来越得益于和依赖于信息科学与技术的发展。自动化科学与技术涉及信息的检测、分析、处理、控制和应用等各个方面，是信息科学与技术领域的重要组成部分。在我国经济建设的进程中，工业化是不可逾越的发展阶段。面对全面建设小康社会的发展目标，党和国家提出走新型工业化道路的战略决策，这是一条我国当代工业化进程的必由之路。实现新型工业化，就是要坚持走科技含量高、经济效益好、资源消耗低、环境污染少、人力资源优势得到充分发挥的可持续发展的科学发展之路。在这个过程中，自动化科学与技术起着不可替代的重要作用，高等学校的自动化学科肩负着人才培养和科学研究的光荣的历史使命。

我国高等教育中工科在校大学生数占在校大学生总数的35%～40%，其中自动化类的学生是工科各专业中学生人数最多的专业之一。在我国高等教育已走进大众化阶段的今天，人才培养模式多样化已成为必然的趋势，其中应用型人才是我国经济建设和社会发展需求最多的一大类人才。为了促进自动化领域应用型人才培养，发挥院校之间相互合作的优势，北京大学出版社组织了此套《21世纪全国高等院校自动化系列实用规划教材》的编写。

参加这一系列教材编写的基本上都是来自地方工科院校自动化学科的专家学者，由此确定了教材的使用范围，也为“实用教材”的定位找到了落脚点。本系列教材具有如下特点。

(1) 注重实用性。地方工科院校的人才培养规格大多定位在高级应用型，对这一大类人才的培养要注重面向工程实践，培养学生理论联系实际、解决实际问题的能力。从这一教学原则出发，本系列教材注重实用性，注意引用工程中的实例，培养学生的工程意识和工程应用能力，因此将更适合地方工科院校的教学要求。

(2) 体现新颖性。更新教材内容，跟进时代，加入一些新的先进实用的知识，同时淘汰一些陈旧过时的内容。

(3) 院校间合作交流的成果。每一本教材都有几所院校的教师参加编写。北大出版社事先在西安市和长春市召开了编写计划会和审纲会，来自各院校的教师比较充分地交流了情况，在相互借鉴、取长补短的基础上，形成了编写大纲，确定了编写原则。因此，这一系列教材可以反映出各参编院校一些好的经验和做法。

(4) 这一系列教材几乎涵盖了自动化类专业从技术基础课到专业课的各门课程。到目前为止，列入计划的已有30多门，教材门数多，参与的院校多，参加编写的人员多。

地方工科院校是我国高等院校中比例最大的一部分。本系列教材面向地方工科院校自动化类专业教学之用，将拥有众多的读者。教材专家编审委员会深感教材的编写质量对教学质量的重要性，在审纲会上强调了“质量第一，明确责任，统筹兼顾，严格把关”的原则，要求各位主编加强协调，认真负责，努力保证和提高教材质量。各位主编和编者也将

尽职尽责、密切合作，努力使自己的作品受到读者的认可和欢迎。尽管如此，由于院校之间、编者之间的差异性，教材中还是难免会出现一些问题和不足，欢迎选用本系列教材的教师、学生提出批评和建议。

张德江
2006 年 1 月



第 2 版前言

在当前数字化和信息化的时代背景下，我国要完成工业化的任务还很重，国家提出走新型工业化的道路和坚持“信息化带动工业化，工业化促进信息化”的科学发展观，这对自动化科学技术的发展是一个前所未有的战略机遇。

要发展自动化科学技术，人才是基础、是关键，而高等学校又是人才培养的基地。从“信息化带动工业化，工业化促进信息化”的科学发展观来看，自动化专业技术人才培养占有举足轻重的地位。

影响人才培养的因素很多，涉及教学改革的方方面面，但首要的是培养目标定位。有了明确的目标定位，才能制订培养计划，编制教学大纲，建设师资队伍，打造实践平台，并进行教材的编写。在目前的技术条件下，编写一本教材并不困难，但是，编写一本雅俗共赏、深入浅出，既体现出理论与实践并重又互不偏废，同时还及时反映科学技术最新发展的教材并不容易。

计算机在国民经济的各个领域中获得了广泛的应用，采用计算机控制是现代化的重要标志。计算机控制系统涉及自动控制理论、计算机原理与接口技术以及电气信息类学科等相关课程。

本书自 2007 年出版以来，因培养目标定位明确，内容通俗易懂而受到广大读者的喜爱，但也有明显不足之处，故应出版社要求进行修订。本次修订的重点在第 2 章、第 3 章和第 9 章。第 2 章充实了部分接口内容，第 3 章补充了步进电动机原理与控制实现，第 9 章增添了生产实例——矿井提升机直流双闭环控制系统设计，其他章节也略有增删。相信经本次修订后，本书的内容布置将更趋于合理、完善。

本书修订版的特色，即与以往教材不同的地方包括：①每一章开始部分以知识结构框图总结了本章的重点内容，起到提纲挈领的作用，使学生在初学时能够了解每一章的主要内容，在复习时能够通过知识框图回顾该章节的知识重点和难点；②为使学生对教材内容有初步的认识，每一章都以示例或所学知识为切入点引出该章节内容，从感兴趣的、熟悉的基础知识来引发学生的求知欲望，从而达到事半功倍的效果；③针对不同学生的学习进度和学习要求，在每一章的最后会对该章内容进行延伸，有兴趣的学生可以根据延伸知识点参阅相关资料或书籍，以满足学生对知识的渴求。这里要特别感谢张婧的辛苦付出！

本书是依照“全国高等学校自动化专业系列教材编审委员会”审定的教材大纲编写的，兼顾计算机控制基本原理和实现技术两大方面的教学要求。通过本书的学习，读者可在计算机控制基本原理和实现技术方面获得较全面的培养和锻炼。

学习本书的前期预备知识是自动控制理论以及计算机原理和接口技术的基本知识。

本书除第 1 章外，其余各章可分为以下 3 部分。

(1) 计算机控制系统过程通道和程序控制(第 2～3 章)。考虑到这部分内容较成熟，在前修课的基础上，仅简练、系统、深入地讲述一些基础性的内容。

(2) 计算机控制器设计(第 4～5 章)。遵循经典与现代设计方法并重的原则，重点讨论

直接设计法、间接设计法和状态空间设计等相关内容，典型算法附有 MATLAB 仿真实例。本书没有介绍智能控制方面的内容，主要原因是授课学时有限，很难在有限的几个学时内将智能控制讲授清楚。

(3) 计算机控制系统工程实现技术(第 6～9 章)。由于计算机软/硬件技术发展日新月异，因此，在论述基本工程实现技术的基础上，重点介绍了现代先进计算机控制的实现技术。除第 6 章介绍一些基本的软件设计技术外，第 7～8 章分别讨论了嵌入式系统、集散式系统、现场总线和网络控制等先进控制技术。第 9 章介绍了计算机控制系统实例，以增强读者的感性认识，这也是本书的特色之一。鉴于自动化专业学生在微机原理及接口技术等相关课程中对计算机系统硬件已有较系统的学习，在论述计算机控制系统构建及实现技术时，只从应用的角度讨论相关问题。

本书书末有 6 个附录，分别为常用滤波程序、PID 程序、拉普拉斯变换的基本定理、Z 变换的基本定理、常用函数的拉普拉斯变换和 Z 变换表、集成仿真环境与 MATLAB/Simulink。

本书既可以作为自动化专业的教材，又可以作为相关专业的教材或教学参考用书，也可以作为科技工作者知识更新与继续学习的参考书籍。

本书有配套的电子教案，采用 PowerPoint 制作，可以根据教学需求进行修改。

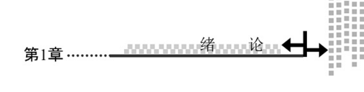
授课学时根据专业计划可以适当增减，建议授课学时为 48 学时，各章参考授课学时如下：第 1 章 2 学时，第 2 章 8 学时，第 3 章 4 学时，第 4 章 12 学时，第 5 章 6 学时，第 6 章 6 学时，第 7 章 4 学时，第 8、9 章共 6 学时。本课程可安排实验课程 8 学时，分别是 AD/DA 转换、采样与保持、常规 PID 控制技术与改进 PID、最少拍控制技术。

全书由徐文尚教授担任主编。徐沪萍编写了第 1 章，蒋开明、郑峰合编了第 2 章，亢洁编写了第 3 章，徐文尚编写了第 4、5 章，武超编写了第 6、7、9 章，武超、郑峰合编了第 8 章。再版计算机控制系统内容的修订主要由武超、张婧和徐文尚完成，其中张婧在本书的修订过程中承担了每一章的知识结构、序言和知识扩展的编写 工作；武超主要完成了第 2 章、第 3 章等章节中相关知识的编写工作，如步进电动机原理及控制实例等；徐文尚重点完成了矿井提升及直流调速的计算机控制实例。再版教材力求知识更全面、更实用。

本书在编写过程中得到了山东科技大学学校、学院有关领导的关心和支持，在此，特向他们表示衷心的感谢！本书的出版，对更新自动化专业的知识体系、改善教学条件、创造个性化的教学环境，一定会起到积极的作用。由于计算机控制技术与理论在不断发展，加上编者水平有限，疏漏之处在所难免，希望广大师生和专家学者不吝批评指正，我们一定虚心接受，以期本书不断完善。

本书是一本计算机控制理论与 MATLAB/Simulink 仿真软件相结合，有理论、有实践的教材。如果说通过学习本书，读者能在计算机控制的学习与应用中得到帮助和启发；如果本书能在全国高等学校自动化专业人才培养中发挥其应有的作用，得到同行专家的认可，编者将十分欣慰。

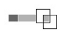
徐文尚
山东科技大学



2013 年 10 月



目　录



第 1 章　绪　　论

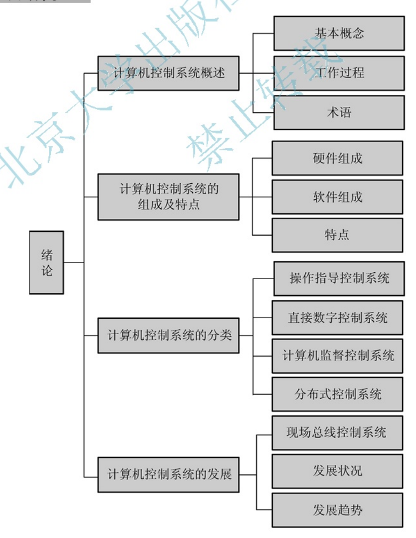
教学提示

计算机控制系统是自动控制理论、自动化技术与计算机技术紧密结合的产物。有了自动控制理论的不断发展，随着计算机技术、通信与网络技术、微电子技术的不断进步，计算机控制系统取得了迅速的发展。同时，计算机控制系统的应用更加广泛，其应用领域从工业逐渐扩大到农业、医学、军事等领域。可以说，现在的计算机控制系统已经成为人类社会不可缺少的重要组成部分。

教学要求

本章要求掌握计算机控制系统的基本组成、特点及分类，了解计算机控制系统的发展状况和趋势。

本章知识结构



【引言】

近 30 年来，随着数字计算机可靠性的提高和价格的降低，特别是微处理器的蓬勃发展，数字计算机作为控制器逐渐取代了模拟控制器。采用数字计算机对系统进行控制，对控制系统的性能、系统的结构以及控制理论等都产生了巨大的影响；另外，与常规的模拟式控制系统相比，数字计算机控制系统具有许多优点，因此数字计算机控制系统不仅在工业、交通、农业、航空和军事等部门得到广泛应用，而且在经济管理领域也逐渐开始得到应用。

为了使波音 747 客机着陆(图 1.1)，驾驶员必须将每个机翼的舵面角度旋转至 25°，使用伺服系统实现此操作，其中伺服系统包括电气和液压元件，其结构原理图如图 1.2 所示。

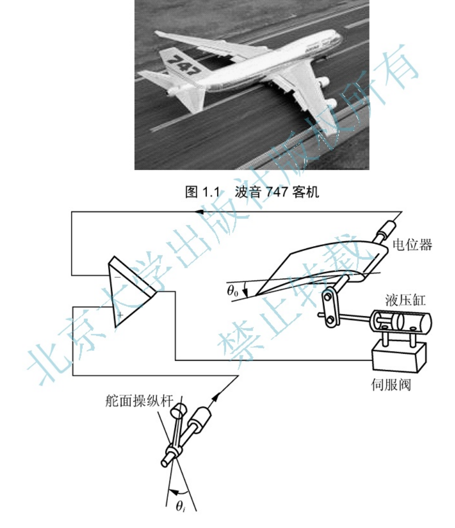


图 1.1　波音 747 客机

图 1.2　伺服系统原理图

根据图 1.2 可知，控制器由模拟控制元器件组成，为改善系统的动态性能和稳态性能，伺服系统可采用有源校正网络，同时利用逻辑电路实现系统工作状态的控制。如果系统比较复杂，则校正网络及工作状态的逻辑控制也会变得复杂，用模拟网络将难以实现。而如果将系统的控制器由数字计算机来实现，将会变得十分方便。这就形成了常规的计算机控制系统。

本章主要介绍计算机控制系统的基本概念、组成及特点、分类及其发展概况和趋势。

1.1 计算机控制系统的概述

微型计算机控制技术以计算机技术、自动控制技术以及检测与传感技术等为基础，可以完成常规控制技术无法完成的任务，目前在许多领域里得到了广泛的应用。

1.1.1 计算机控制系统的基本概念

计算机控制系统就是利用计算机(通常称为工业控制计算机，简称工业控制机 IPC)来实现生产过程自动控制的系统。

由控制器或控制装置来调节或控制被控对象输出行为的模拟系统(自动控制原理中所讲的连续系统)，称为模拟控制系统。图 1.3 所示即为单回路模拟控制系统，该系统由两部分组成：被控对象和测控装置。其中被控对象可能是电动机，也可能是水箱或电热炉等，测控装置则主要由测量变送器、比较器、控制器以及执行机构等组成。图 1.3 所示系统的工作原理如下：当给定值或外界干扰变化时，系统将测量变送环节反馈回来的被控参数与给定值比较后出现偏差信号 $e(t)$，控制器便根据偏差信号的大小按照预先设定的控制规律进行运算，并将运算结果作为输出控制量 $u(t)$送到执行机构，自动调整系统的输出 $y(t)$，使偏差信号 $e(t)$趋向于 0。

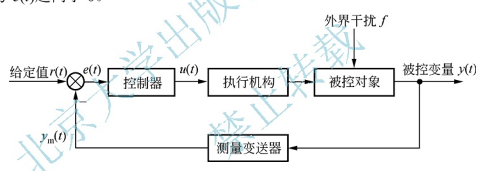


图 1.3 单回路模拟控制系统示意图

在常规的控制系统中，上述的控制器采用气动或电动的模拟调节器实现。随着计算机的普及，特别是微处理器的性能价格比的不断提高，工程技术人员用计算机来代替模拟调节器实现系统的自调节，逐渐形成计算机控制系统。在计算机控制系统中，计算机输入/输出信号都是数字量，被控对象的输入/输出信号往往是连续变化的模拟量，要想实现计算机与具有模拟量输入/输出的被控对象信号的传递，就必须有信号转换装置，也就是翻译，才能实现被控对象与计算机之间的语言沟通。这个翻译也就是人们常说的 A/D 转换和 D/A 转换，在执行器的输出端就用 D/A 转换器，也就是数/模转换器，在计算机的输入端用 A/D 转换器，就是模/数转换器。用计算机原理教科书上的术语来讲即计算机接口。接口又分为数字量接口和模拟量接口，一般说来接口有具体的电平要求。为了保证计算机控制系统能适应不同的信号，需要有信号调理电路、采样器和保持器等，它们与 A/D 转换器、D/A 转换器一起构成了计算机与生产设备之间的接口，是计算机控制系统中必不可少的组成部分，且与计算机一起统称为计算机系统，如图 1.4 中的点划线框所示。

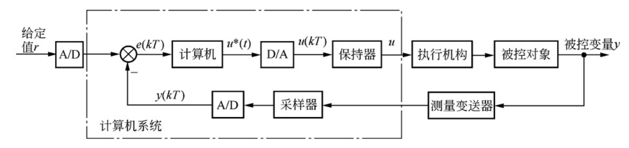


图 1.4 计算机控制系统原理图

在控制系统中引入计算机，就可以充分利用计算机强大的计算、逻辑判断和记忆等信息处理能力，运用微处理器或微控制器的丰富指令，就能编写出满足某种控制规律的程序，执行该程序，就可以实现对被控参数的控制。计算机控制系统中的计算机是广义的，可以是工业控制计算机、嵌入式计算机、可编程序控制器(Programmable Logical Controller，PLC)、单片机系统、数字信号处理器(Digital Signal Processor，DSP)等。

1.1.2 计算机控制系统的工作过程

计算机控制就是对被控对象的有关参数(如温度、压力、流量、转速、转角、电压、电流、相位、功率、状态等)进行采样并转换成统一的标准信号，通过输入通道把数字量和模拟量(转换成数字量)表示的各种参数信息传送给计算机，计算机根据这些信息，按照预先规定的控制规律进行运算和处理，并通过输出通道把运算结果以数字量或模拟量的形式去控制被控对象，使被控制的参数达到预期的目标。

从本质上看，计算机控制系统的工作过程可以归纳为以下几个步骤。

(1) 实时数据采集：对被控参数在一定采样时间间隔进行测量，并将采样结果输入计算机。

(2) 实时控制决策：对采集到的被控参数进行处理后，按预先规定的控制规律决定将要采取的控制策略。

(3) 实时控制输出：根据控制决策，实时地对执行机构发出控制信号，完成控制任务。

(4) 信息管理：随着网络技术和控制策略的发展，信息共享和管理也介入到控制系统之中。

上述测量、控制、运算、管理的过程不断重复，使整个系统能按预定的方案工作，对被控参数或控制设备出现的异常状态及时进行监督，并迅速做出处理。

1.1.3 计算机控制系统的术语

1. 实时

实时性是指计算机能够在工艺要求允许的时间范围内及时对被控参数进行测量、计算和控制输出，超过控制时限就失去了控制的时机，控制也就失去了意义。

不同的控制过程，对实时性的要求是不同的，即使是同一种被控参数，在不同的系统中对控制速度的要求也是不相同的。例如，电动机转速和移动部件位移的暂态过程很短，一般要求它的控制延迟时间就很短，这类控制称为快过程的实时控制；而热工、化工类的

过程往往是一些慢变化过程，对它们的控制属于慢过程的实时控制，其控制的延迟时间允许稍长一些。

实时控制的性能通常受到仪器仪表的传输延迟、控制算法的复杂程度、微处理器或微控制器的运算速度和控制量输出的延迟等因素影响。

2. **在线**

在计算机控制系统中，生产设备和计算机系统直接相连，并接受计算机直接控制的方式称为在线或联机方式。

3. **离线**

若生产设备不和计算机系统相连，其工作不直接受到计算机控制，而是靠人工进行联系并作相应操作的方式称为离线或脱机方式。

1.2 计算机控制系统的组成及特点

计算机控制系统由于用途或目的的不同，它们的规模、结构、功能与完善程度等可以有很大的差别，但是它们都有共同的两个基本组成部分，即硬件和软件。硬件是计算机控制系统的基础，软件是计算机控制系统的灵魂。计算机控制系统本身通过各种接口与生产过程发生关系，并对生产过程进行数据处理及控制。

1.2.1 计算机控制系统的硬件组成

计算机控制系统的硬件是指计算机本身及其外部设备(外设)，主要由主机、系统总线、外部设备(包括操作台)、过程通道、通信接口、检测与执行机构等组成，如图 1.5 所示。

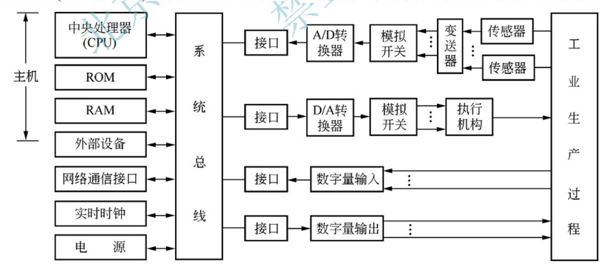


图 1.5 计算机控制系统硬件组成框图

1. **主机(计算机)**

主机是整个控制系统的核心，由中央处理器(CPU)和内存储器(ROM、RAM)组成。它主要是执行人们预先编写好并存放在存储器中的程序，收集从工业生产过程送来的过程参

数，并进行处理、分析判断和运算，根据运算结果做出控制决策，以信息的形式通过输出通道，及时地向生产过程发出各种控制命令，同时对生产过程中各个参数进行巡回检测、数据处理以及控制计算、报警处理、逻辑判断等，使过程参数趋于预定数值。

在内存储器中预先存入了实现信号输入、运算控制和命令输出的程序，这些程序反映了对生产过程控制的控制规律。系统被启动后，CPU 便从内存储器中逐条取出指令并执行，于是便能对生产过程按一定的规律连续地进行控制。因此要求主机具有可靠性高，实时控制、环境适应性强的特点，并具有完善的过程通道设备和软件系统。

2. 系统总线

系统总线分为内部总线和外部总线两大类，其中内部总线的作用是在计算机各内部模块之间传送各种控制、地址与数据信号，并为各模块提供统一的电源；外部总线的作用是在计算机系统之间或计算机系统与外部设备之间提供数字通信。

3. 外部设备

外部设备的作用是实现计算机和外界的信息交换，它包括操作台、显示器、打印机、键盘以及外存储器等。其中操作台是计算机控制系统中重要的人机接口设备，在操作台上随时显示或记录系统当前的运行状态和被控对象的参数，当系统某个局部出现意外或故障时，也在操作台上产生报警信息。操作人员可根据自己的权限在操作台上修改程序或某些参数，也可按需要改变系统的运行状态。

4. 过程通道

过程通道是主机与工业生产过程之间信号的传递和转换的连接通道。按照信号传送的方向可分为输入通道和输出通道。按照传送信号的形式可分为模拟量通道和数字量通道。

工业生产对象的过程参数一般是连续变化的非电量，在模拟量输入通道中必须通过传感器将过程参数转换为连续变化的模拟电信号，然后通过 A/D 转换器转换成微机可以接受的数字量。计算机输出的数字信号往往要通过 D/A 转换器转换为连续变化的模拟量，去控制可连续动作的执行机构。此外，还有数字信号，它可直接通过数字量输入和输出通道来传送。

5. 接口

接口是连接通道与计算机的中间设备，经接口联系，通道便于接受微机的控制，使用它可达到由微机从多个通道中选择特定通道的目的。

系统中所用的接口通常是数字接口，分为并行接口、串行接口和脉冲列接口，目前各信号的 CPU 均有其配套的通用可编程接口芯片。当多个计算机之间需要相互传递信息或与更高层的计算机通信时，每一个计算机控制系统就必须设置网络通信接口，如一般的 RS-232-C、RS-485 通信接口、以太网接口、现场总线接口等。

6. 检测与执行机构

在控制系统中，为了收集和测量各种参数，采用了各种检测元件及变送器，其主要功能是将被检测参数的非电量转换成电信号，这些信号经过变送器转换成统一的标准电信号(1～5V 或 4～20mA)，再通过过程通道送入计算机。执行机构的功能是根据微机输出的控

制信号，改变输出的角位移或直线位移，并通过调节机构改变被调介质的流量或能量，使生产过程符合规定的要求。

7. 实时时钟

计算机运行需要一个时钟，用于确定采样周期、控制周期及事件发生时间等，常用的时钟电路如美国 Dallas 公司的 DS12C887 等。

1.2.2 计算机控制系统的软件组成

计算机控制系统的硬件是完成控制任务的设备基础，还必须有相应的软件才能构成完整的控制系统。软件是指计算机控制系统中具有各种功能的计算机程序的总和，如完成操作、监控、管理、控制、计算和自诊断等功能的程序。软件的质量关系到计算机运行和控制效果的好坏、硬件功能的充分发挥和推广应用。从功能区分，计算机控制系统的软件可分为系统软件和应用软件(图 1.6)。

- 软件部分
  - 系统软件
    - 操作系统
    - 汇编或高级语言、过程控制语言
    - 通信网络软件、诊断程序等
  - 应用软件
    - 过程输入/输出程序、过程控制程序
    - 人机接口程序、打印显示程序
    - 各种公共子程序、历史数据库、实时数据库

图 1.6 计算机控制系统软件组成

1. **系统软件**

系统软件是用来管理计算机的内存、外设等硬件设备，方便用户使用计算机的软件。系统软件通常包括操作系统、语言加工系统、数据库系统、通信网络软件和诊断系统。它具有一定的通用性，一般随硬件一起由计算机生产厂家提供或购买，一般不需要用户自行设计编程，只需掌握使用方法或根据实际需要加以适当改造即可。系统软件提供计算机运行和管理的基本环境，如 Windows NT、UNIX 等。

2. **应用软件**

应用软件是用户根据要解决的控制问题而编写的各种控制和管理程序，其优劣直接影响到系统的控制品质和管理水平。它是控制计算机在特定环境中完成某种控制功能所必需的软件，如过程控制程序、人机接口程序、打印显示程序、数据采集及处理程序、巡回检测和报警程序及各种公共子程序等。应用软件的编写涉及生产工艺、控制理论、控制设备等各方面的知识，通常由用户自行编写或根据具体情况在商品化软件的基础上自行组态以及做少量特殊应用的开发，如 Siemens 公司的 STEP 7。

在计算机控制系统中，软件和硬件不是独立存在的，在设计时必须注意两者间的有机配合和协调，只有这样才能研制出满足生产要求的高质量的控制系统。随着计算机硬件技术的日臻完善，软件的重要性日益突出。同样的硬件，配置高性能的软件，可以取得良好的控制效果；反之，可能达不到预定的控制目的。

1.2.3 计算机控制系统的特点

计算机控制系统相对于连续控制系统，其主要特点如下。

1. **系统结构的特点**

计算机控制系统执行控制功能的核心部件是计算机，而连续系统中的被控对象、执行部件及测量部件均为模拟部件。这样系统中还必须加入信号转换装置，以完成系统信号的转换。因此，计算机控制系统是模拟和数字部件的混合系统。若系统中各部件都是数字部件，则称为全数字控制系统。

2. **信号形式上的特点**

连续系统中各点信号均为连续模拟信号，而计算机控制系统中有多种信号形式。由于计算机是串行工作的，因此必须按照一定的采样间隔(采样周期)对连续信号进行采样，将其变为时间上离散的信号才能进入计算机。所以计算机控制系统除了有连续模拟信号外，还有离散模拟、离散数字、连续数字等信号形式，是一种混合信号形式系统。

3. **信号传递时间上的差异**

连续系统中(除纯延迟环节外)模拟信号的计算速度和传递速度都极快，可以认为是瞬时完成的，即该时刻的系统输出反映了同一时刻的输入响应，系统各点信号都是同一时刻的相应值，而在计算机控制系统中就不同了，由于存在“计算机延迟”，因此系统的输出与输入不是在同一时刻的相应值。

4. **系统工作方式上的特点**

在连续控制系统中，一般是一个控制器控制一个回路，而计算机具有高速的运算处理能力，一个控制器(控制计算机)经常可采用分时控制的方式同时控制多个回路。通常，它利用一次巡回的方式实现多路分时控制。

5. **计算机控制系统具有很大的灵活性和适应性**

对于连续控制系统，控制规律越复杂，所需的硬件也往往越多，越复杂。模拟硬件的成本几乎和控制规律的复杂程度、控制回路的多少成正比。并且，若要修改控制规律，一般必须改变硬件结构。由于计算机控制系统的控制规律是由软件实现的，并且计算机具有强大的记忆和判断功能，修改一个控制规律，无论是复杂的还是简单的，只需修改软件，一般无须改变硬件结构，因此便于实现复杂的控制规律和对控制方案进行在线修改，使系统具有灵活性高、适应性强的特点。

6. **计算机控制系统具有较高的控制质量**

由于计算机的运算速度快、精度高、具有极丰富的逻辑判断功能和大容量的存储能力，因此，能实现复杂的控制规律，如最优控制、自适应控制、智能控制等，从而可达到较高的控制质量。

随着微电子技术的不断发展和对自动控制系统功能要求的不断提高，计算机控制系统的优越性表现得越来越突出。现在控制系统不管是简单的，还是复杂的，几乎都是采用计算机进行控制的。

1.3 计算机控制系统的分类

计算机控制系统所采用的形式与它所控制的生产过程的复杂程度密切相关，不同的被控对象和不同的要求，应有不同的控制方案。根据计算机控制系统的功能及结构特点，可以将计算机控制系统分为操作指导控制系统、直接数字控制系统、计算机监督控制系统、分布式控制系统、现场总线控制系统。

1.3.1 操作指导控制系统

操作指导控制系统的构成如图 1.7 所示，属于开环控制型结构。计算机的输出与生产过程的各个控制单元不直接发生联系，控制动作实际上由操作人员按计算机指示去完成。该系统不仅具有数据采集和处理的功能，而且能够为操作人员提供反映生产过程工况的各种数据，并给出相应的操作指导信息，供操作人员参考。

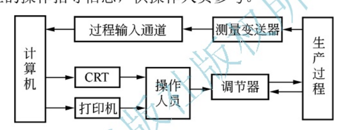


图 1.7 操作指导控制系统的组成框图

计算机通过测量元器件对生产过程的参数检测进行采集，由过程输入通道(模拟量输入通道 AI 或数字量输入通道 DI)输入，然后根据一定的控制算法，计算出供操作人员选择的最优操作条件及操作方案。操作人员根据计算机的输出信息，如 CRT 显示图形或数据、打印机输出等，去改变调节器的给定值或直接操作执行机构。

操作指导控制系统是最早的，也是最简单的计算机控制系统，其优点是结构简单，控制灵活安全，缺点是要由人工操作，速度受到限制，不能控制多个对象。它特别适用于未摸清控制规律的系统，常被用于计算机控制系统研制的初级阶段，或用于试验新的数学模型和调试新的控制程序等。

1.3.2 直接数字控制系统

直接数字控制器(Direct Digital Control，DDC)系统是计算机用于工业过程最普遍的一种方式，属于闭环控制型结构，其结构如图 1.8 所示。计算机通过测量元器件对一个或多个生产过程的参数进行巡回检测，经过过程输入通道输入计算机，并根据规定的控制规律和给定值进行运算，然后发出控制信号，通过过程输出通道直接去控制执行机构，使各个被控量达到预定的要求。

DDC 系统中的计算机参加闭环控制过程，它不仅能完全取代模拟调节器，实现多回路的 PID(比例、积分、微分)调节，而且不需要改变硬件，只需通过改变软件就能实现多种较复杂的控制规律，如串级控制、前馈控制、非线性控制、自适应控制、最优控制等。

由于 DDC 系统中的计算机直接承担控制任务，所以要求(系统)实时性好、可靠性高和适应性强。为了充分发挥计算机的利用率，一台计算机通常要控制几个或几十个回路，那就要合理地设计应用软件，使其不失时机地完成所有功能。DDC 系统是计算机用于工

业生产过程控制的一种系统，在热工、化工、机械、冶金等部门已获得广泛应用。在DDC 系统中计算机作为数字控制器使用。

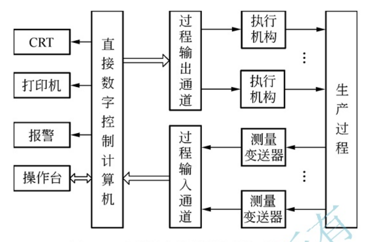


图 1.8　直接数字控制系统的组成框图

1.3.3　计算机监督控制系统

在计算机监督控制(Supervisory Computer Control，SCC)系统中计算机根据工艺参数和过程参量检测值，按照所设计的控制算法进行计算，计算出最佳设定值直接传送给常规模拟调节器或者 DDC 计算机，最后由模拟调节器或者 DDC 计算机控制生产过程，从而使生产过程处于最优工况。从这个角度上说，它的作用是改变给定值，所以又称设定值控制(Set Point Control，SPC)系统。

SCC 系统较 DDC 系统更接近生产变化的实际情况，它不仅可以进行给定值控制，同时还可以进行顺序控制、最优控制等，它是操作指导控制系统和 DDC 系统的综合和发展。SCC 系统有两种结构形式，如图 1.9 所示。

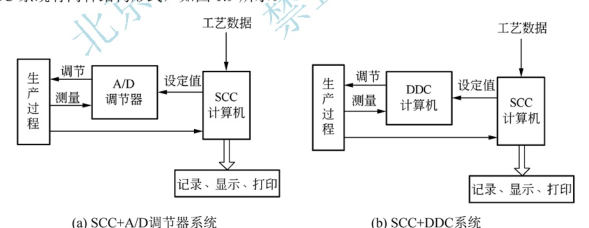


图 1.9　计算机监督控制系统的两种结构形式

1. SCC+A/D 调节器的控制系统

该系统原理图如图 1.9(a)所示。在此系统中，由计算机系统对各过程参量进行巡回检测，并按一定的数学模型对生产工况进行分析和计算，得出被控对象各参数的最佳设定值并送给 A/D 调节器，此给定值在调节器中与检测值进行比较后，其偏差值经 A/D 调节器计算，然后输出到执行机构，以达到调节生产过程的目的。当 SCC 计算机出现故障时，

可由 A/D 调节器独立完成操作。

2. SCC+DDC 的控制系统

该系统原理图如图 1.9(b)所示。这实际上是一个两级计算机控制系统，一级为监控级 SCC，另一级为 DDC。监控级 SCC 的作用与 SCC+A/D 调节器的控制系统中的 SCC 一样，可完成车间或工段的最优化分析和计算，并给出最佳设定值，送给 DDC 计算机直接控制生产过程。SCC 与 DDC 计算机之间通过接口进行通信联系，当 DDC 计算机出现故障时，可由 SCC 计算机代替，因此，大大提高了系统的可靠性。

在 SCC 中，由于 SCC 计算机承担了先进控制、过程优化与部分管理任务，信息存储量大，计算任务重，故要求有较大的内存与外存和较为丰富的软件，所以一般选用高档微型计算机或小型机作为 SCC 计算机。

1.3.4 分布式控制系统

分布式控制系统(Distributed Control System，DCS)也称集散控制系统，是随着计算机技术的发展、工业生产过程规模的扩大、综合控制与管理的要求的提高而发展起来的。它是由计算机技术、信号处理技术、测量控制技术、通信网络技术和人机接口技术互相发展、互相渗透而产生的，其原理框图如图 1.10 所示。该系统采用分散控制、集中操作、分级管理和综合协调的设计原则，把系统从下而上分成分散过程控制级、集中操作监控级和综合信息管理级，形成分级分布式控制，各级之间通过数据传输总线及网络相互连接起来，只有必要的信息才传送到上一级计算机或中央控制室，而绝大部分时间都是各个计算机并行地工作，这样大大降低了系统的复杂性，避免了传输误差，提高了系统的可靠性。

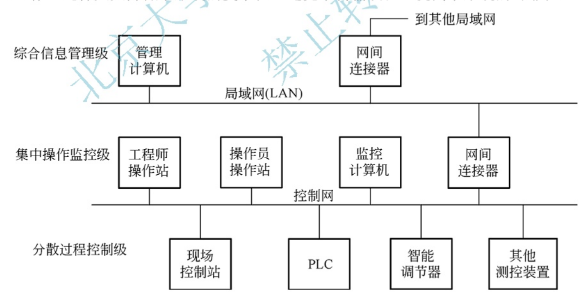


图 1.10 分布式控制系统的组成框图

分散过程控制级是 DCS 的基础，用于直接控制生产过程。它由若干工作站组成，每一个工作站分别完成数据采集、顺序控制或某一被控制量的闭环控制等，它所收集的数据可供集中操作监控级调用，各工作站接收集中操作监控级发送的信息，并以此而工作。

集中操作监控级的任务是对生产过程进行监视与操作。它根据综合信息管理级提出的

技术要求，确定分散过程控制级的最优给定量。集中操作监控级由于接收了下级各工作站所采集的数据，因而能全面反映生产情况，提供充分的信息，因此该级的操作人员可以据此直接干预系统的运行。

综合信息管理级是整个系统的中枢，它根据监控级提供的信息及生产任务的要求，编制出全面反映整个系统工作情况的报表，审核控制方案，选择数学模型，制订最优控制策略，并对下一级下达命令。

DCS 是利用计算机技术对生产过程进行集中监视、操作、管理和分散控制的一种新型控制技术，具有系统模块化、通用性强、控制功能完善、数据处理方便、显示操作集中、人机界面友好、可靠性高的特点，能够适应工业生产的各种需要。

1.3.5 现场总线控制系统

20 世纪 80 年代发展起来的 DCS 采用了“操作站—控制站—现场仪表”三层结构模式，系统成本较高，并且各厂商生产的 DCS 标准不同，不能互联，给用户带来了极大的不便，增加了使用维护成本。

现场总线控制系统(Fieldbus Control System，FCS)是 20 世纪 90 年代兴起的新一代DCS 结构，它采用了“工作站—现场总线智能仪表”的二层结构模式，降低了系统成本，提高了可靠性，并且在统一的国际标准下可实现真正开放式互联系统结构，其系统结构如图1.11 所示。

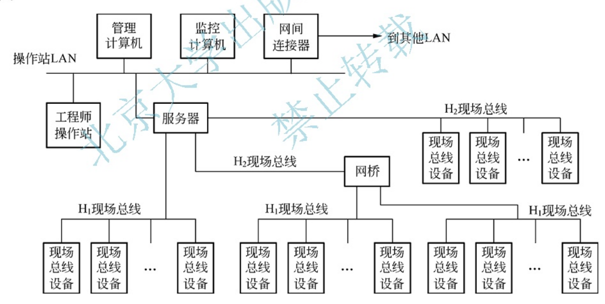
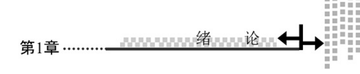


图 1.11 现场总线控制系统的结构框图

FCS 的核心是现场总线。从本质上说，现场总线是一种数字通信协议，是连接智能现场设备和自动化系统的数字式、全分散、双向传输、多分支结构的通信网络，是控制技术、仪表工业技术和计算机网络技术三者的结合，具有现场通信网络、现场设备互连、互操作性、功能块分散、开放式的互联网络等技术特点，代表了今后工业控制体系结构发展的一种方向。

FCS 作为新一代的过程控制系统，无疑具有十分广阔的发展前景。但是应该看到，FCS 与经历了二十多年不断发展和完善的 DCS 相比，在某些方面尚存在一定问题，要在



复杂度很高的过程控制系统中应用 FCS 尚有一定困难。当然，随着现场总线技术的进一步发展和完善，这些问题将会逐步得到解决。



1.4 计算机控制系统的发展

计算机控制技术是自动控制理论与计算机技术相结合的产物，它的发展离不开自动控制理论和计算机技术的发展。自动控制理论及其应用技术的发展历史是与生产过程本身的发展密切联系的，它经历了从简单系统到复杂系统、从局部自动控制到全局自动控制、从低级简单控制到高级的计算机和智能控制的发展过程。

1.4.1 计算机控制系统的发展概况

计算机控制系统的实现涉及许多学科的知识，包括计算机技术、自动控制理论、过程控制技术、自动化仪表等。因此，计算机控制系统的发展与这些相关学科的发展息息相关、相辅相成。回顾工业过程的计算机控制历史，在20世纪经历了50年代的起步期、60年代的试验期、70年代的推广期、80年代和90年代的成熟期及进一步发展期。目前，计算机控制系统已是现代化的大规模工业生产过程中必不可少的组成部分。

世界上第一台电子计算机于1946年问世，20世纪50年代初期便有人开始将计算机用于工业过程控制。1959年世界上第一台过程控制计算机在美国得克萨斯州的一个炼油厂正式投入运行。该系统控制有26个流量、72个温度、3个压力和3个成分，基本功能是控制反应器的压力，确定反应器进料量的最优分配，根据催化作用控制热水流量以及确定最优循环。

早期的计算机采用电子管，不仅运算速度慢、价格昂贵，而且体积大、可靠性差，计算机的平均故障间隔时间(Mean Time Between Failures，MTBF)只有50～100h。由于可靠性差，所以主要用于数据处理和操作指导。早期工业过程的计算机控制系统很不成熟，工作不稳定，仍然常常需要模拟控制装置对过程进行控制。

随着半导体技术的发展，计算机运算速度加快，可靠性得到提高，20世纪60年代开始出现采用计算机完全取代模拟控制装置直接控制过程变量的DDC系统，MTBF大约为1000h。1960年美国孟山都公司的氨厂用RW-300型计算机实现了监督控制。1962年3月孟山都公司的乙烯工厂实现了工业装置中的第一个DDC系统。同年7月，英国帝国化学公司(ICI)的制碱厂也实现了一个DDC系统，其中数据采集量为244个，计算机输出直接控制129个阀门。

DDC系统的出现是计算机控制技术发展过程的一个重要阶段，因为此时的计算机已经成为闭环控制回路的一个组成部分。尽管DDC系统的成本还比较高，一次性投资比较大，但附加一个回路并不需要增加很多费用，编程也比较方便，具有较大的灵活性，采用DDC系统还简化了中央控制室，大大方便了操作人员。DDC系统的优点使人们看到了它广阔的推广前景以及在控制系统中的重要地位，从而对计算机控制理论的研究与发展起到了推动作用。

20世纪60年代随着集成电路技术的发展，计算机技术有了很大的发展。主要体现在计算机的运算速度加快，体积缩小，工作更可靠以及价格更便宜，MTBF提高到大约2000h。到了20世纪60年代后期，已经出现了专门用于工业生产过程的小型计算机。由于小型计算机的出现，过程控制计算机的台数从1970年的约5000台上升到1975年的约50000台，5年中增长了约9倍。

20 世纪 70 年代随着大规模集成电路技术(LSI)的发展，1972 年生产出微型计算机(microcomputer)，使得计算机控制技术进入了崭新的发展阶段。微型计算机的突出优点是运算速度快，可靠性高，价格便宜和体积很小。由于微型计算机的出现，开创了计算机控制技术的新时代，即从传统的集中控制系统为主的系统渐渐转变为以微型计算机为核心，综合了计算机技术、控制技术、通信技术与图形显示技术为基础的 DCS。DCS 不仅具有传统的控制功能和集中化的信息管理与操作显示功能，而且还有大规模的数据采集、处理功能以及较强的数据通信能力。世界上几个主要的计算机和仪表制造厂于 1975 年几乎同时生产出了 DCS，如美国 Honeywell 公司的 TDC-2000，日本横河公司的 CENTUM 等。DCS 是计算机网络技术在控制系统中的应用成果，提高了系统的可靠性和可维护性，在今天的工业控制领域仍然占据着主导地位，但是 DCS 不具备开放性，布线复杂，费用较高，不同厂家产品的集成存在很大困难。

20 世纪 80 年代后期随着超大规模集成电路(VLSI)技术的飞速发展，使得计算机向着超小型化、软件固化和控制智能化方向发展，许多传感器、执行机构、驱动装置等现场设备智能化，人们便开始寻求用一根通信电缆将具有统一的通信协议、通信接口的现场设备连接起来，在设备层传递的不再是 I/O 信号，而是数字信号，这就是现场总线(fieldbus)。

FCS 代表了一种新的控制观念——现场控制，它的出现对 DCS 做了很大的变革，主要表现在以下几个方面。

(1) 信号传输实现了全数字化，从最底层逐层向最高层均采用通信网络互联。无论是 FCS 底层传感器、执行器、控制器之间的信号传输，还是上层工作站及高速网之间的信息交换，系统全部使用数字信号。FCS 与传统的 DCS 在通信质量和连线方式上进一步完善，使得系统的可靠性大大提高。

(2) 系统结构采用全分散化，废弃了 DCS 的输入/输出单元和控制站，由现场设备或现场仪表取而代之。在 FCS 中，每个现场仪表作为一个智能节点，都带 CPU 单元，可分别独立完成测量、校正、调节、诊断等功能，靠网络协议把它们连接在一起统筹工作。任何一个节点出现故障只能影响本身而不会危及全局，这种彻底的分散型控制体系使系统更加可靠。

(3) 现场设备具有互操作性，改变了 DCS 控制层的封闭性和专用性。用户可以对不同品牌的产品自由组态，完成相应的系统设计。

(4) 通信网络为开放式互联网络，可以极其方便地实现数据共享。现场总线采用标准化、公开化、规范化的通信协议，凡是符合现场总线协议的设备都可以互联成系统，完成设备和功能块的统一组态。

(5) 技术和标准实现了全开放，面向任何一个制造商和用户。

开放式、数字化和网络化结构的 FCS，由于具有降低成本、组合扩展容易、安装及维护简便等显著优点，从问世开始就在生产自动化领域引起极大关注，FCS 是对 DCS 的继承、完善和进一步发展。由于它解决了网络控制系统的自身可靠性和开放性问题，所以现场总线技术逐渐成为计算机控制系统的发展趋势。

1.4.2 计算机控制系统的发展趋势

由于计算机具有大量存储信息的能力、强大的逻辑判断能力，使计算机控制系统能够解决常规控制系统所不能解决的难题，能够达到常规控制系统达不到的优异的性能指标。

随着计算机控制技术的发展和新的控制理论以及新的控制方法的不断发展，计算机控制系统的应用将越来越广泛。其发展趋势主要表现在以下 4 个方面。

1. **大力推广应用成熟的先进技术**

1) 普及应用可编程序控制器

可编程序控制器(Programmable Logical Control，PLC)是一种专为工业环境应用而设计的微机系统，如图 1.12 所示。它用可编程序的存储器来存储用户的指令，通过数字或模拟的输入/输出完成确定的逻辑、顺序、计数和运算等功能。早期的 PLC 只能用于逻辑、顺序控制，目前 PLC 在向微型化、网络化、PC 化和开放性发展。

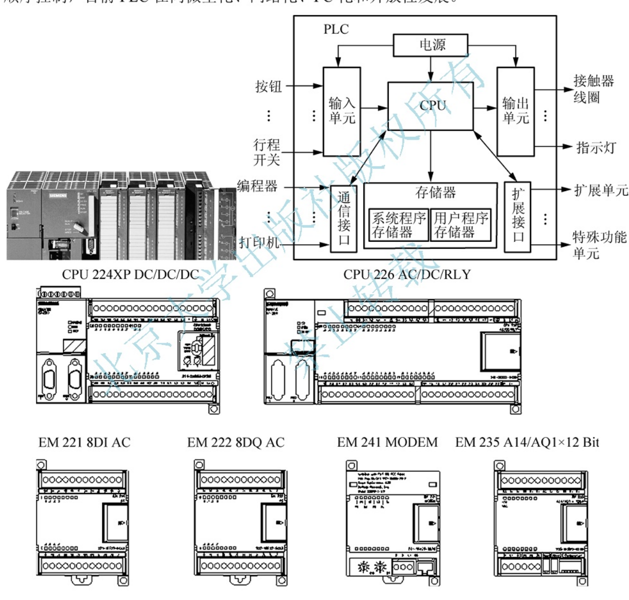


图 1.12 PLC 外形与结构示意图

近年来 PLC 几乎都采用微处理器作为主控制器，且采用大规模集成电路作为存储器及 I/O 接口，功能日臻完善。尤其是具有 A/D 转换器、D/A 转换器和 PID 调节、网络通信功能的 PLC 的出现，使 PLC 的功能有了很大的提高，它可以将顺序控制和过程结合起来，实现对生产过程的控制，从单机自动化到全厂生产自动化，从柔性制造系统、机器人到工业局部网络，无处不有它的应用，其系统结构如图 1.13 所示。

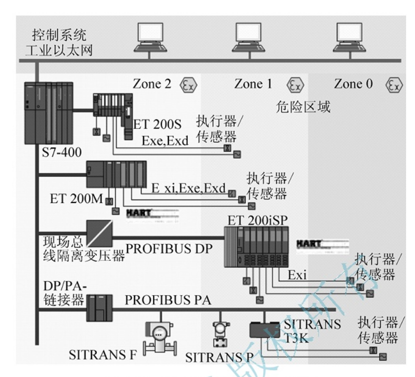


图 1.13 PLC 控制系统结构示意图

2) 智能化调节器的应用

智能调节器不仅可以接收 4～20mA 的标准电流信号，还具有 RS-232 或 RS-422/485 异步串行通信接口，可与上位机一起组成分布式测控网络。

2. 发展开放化、数字化和网络化的控制结构

1) 发展新型 DCS，实现计算机集成制造系统(CIMS)

现场总线(fieldbus)技术、以太网(Ethernet)技术的出现及其发展，将推动自动控制领域的全方位技术进步。工业控制网络采用以太网技术，将成为工厂底层控制网络的信息传输主干，用以连接系统监控设备和现场智能设备，使工业控制网络融入计算机网络的发展主流，形成面向自动控制领域的以太网，产生了一种基于控制和信息协议(CIP)的新型以太网(即工业以太网)。它专门为工业设计了应用层协议，提供了访问数据和控制设备操作的服务能力；TCP/IP 进入工业现场，使得通过 Internet 远程监控生产过程和进行远程系统调试、设备故障诊断成为现实，最为典型的是 Ethernet+TCP/IP 的传感器、变送器可以直接成为网络的节点；现场总线设备实时管理技术则全面、直观地反映现场设备状态，实现可预测性的设备管理与维护模式。

现场总线技术和以太网技术等先进的网络通信技术为基础的新型 DCS 和 FCS，采用先进的控制策略，使自动化系统向低成本、综合化、高可靠性的方向发展，逐步实现 CIMS。

2) 工业过程控制软件向组态软件方向发展

工业过程控制软件主要包括人机界面软件、基于计算机的控制软件以及生产管理软件等。目前，我国已经开发出一批具有自主知识产权的实时监控软件平台、先进控制软件、过程优化控制软件等成套应用软件。作为工业过程控制软件的一个重要组成部分，国内人机界面组态软件研制方面近几年取得了较大进展，软件和硬件相结合，为企业测、控、管

一体化提供了比较完整的解决方案。

3) 控制网络向有线和无线相结合方向发展

计算机网络技术、无线技术以及智能传感器技术的结合，产生了“基于无线技术的网络化智能传感器”的全新概念。这种基于无线技术的网络化智能传感器使得工业现场的数据能够通过无线链路直接在网络上传输、发布和共享。无线局域网技术能够在工厂环境下，为各种智能化现场设备、移动机器人以及各种自动化设备之间的通信提供高带宽的无线数据链路和灵活的网络拓扑结构，在一些特殊的环境下，有效地弥补了有线网络的不足，进一步完善了工业控制网络的通信性能。

总之，及时、准确、可靠地获得现场设备的信息是计算机控制系统的基本要求，可靠、高效的现场控制网络和控制软件则是迅速有效地采集和传送现场生产与管理数据的基本保障。计算机控制系统的结构将沿着网络化、开放化、智能化和集成化方向发展。

3. 智能控制系统的应用日益广泛

随着控制理论的发展，以控制理论为指导的各种控制规律、控制策略和控制算法的实现都离不开计算机科学技术的支持，也就是说，由于计算机科学技术的成熟、普及和进步，才推动控制理论为适应技术革命的需求而不断地深入发展。

智能控制理论是从 20 世纪 70 年代后期开始兴起的，它作为继经典控制理论、现代控制理论之后的第三代控制理论，是自动控制和人工智能相结合的产物，其知识结构呈多元化(控制理论—人工智能—运筹学—信息论—计算机科学—生物学)。智能控制系统具有模拟人类学习和自适应的能力，能学习、存储和运用知识，能在逻辑推理和知识推理的基础上进行信息处理，能对复杂系统进行有效的全局性控制，并具有较好的自组织能力和较强的容错能力。模糊逻辑控制、专家系统、神经网络控制以及遗传算法等都是智能控制理论研究的热点，如图 1.14 所示的人脑仿真。

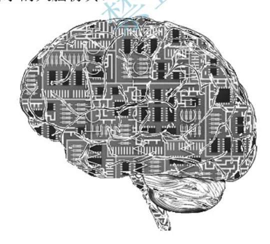


图 1.14 人脑仿真

每一种现代控制策略和智能控制策略都有其长处，但在某些方面的存在问题，因此，根据不同控制对象的不同要求，提供各种控制规律和控制策略的互相渗透和结合，取长补短，形成新的复合控制规律和控制策略，克服了单一策略的不足，具有更优良的性能，并利用计算机控制技术加以实现。复合控制策略的类型很多，主要有模糊 PID 控制、模糊变结构控制、自适应模糊控制、模糊预测控制、模糊神经网络控制、专家 PID 控制和专家模

糊控制等。



4. 单片机的应用将更加深入

单片机(Micro-Controller Unit，MCU)是一种把微型计算机及其外围电路和外设接口集成在一个芯片中的微控制器，它具有优异的控制功能，常被用于构成各种工业控制单元以实现智能化控制。用单片机组成控制系统时，按功能来区分主要有以下 3 种。

1) 单片机过程控制系统

由于单片机口线较多，位操作指令丰富，逻辑操作功能强，所以特别适合于生产过程，如锅炉或加热炉的煤气燃烧和温度控制，电机或步进电动机的正转、反转和制动控制、机器人仿真操作控制，汽车启动、变速、方向灯、制动和排气控制，数控机床加工过程控制，导弹飞行轨迹、速度、制导控制等。在这些系统中，尽管被控的参量和过程不尽相同，但由于其参量都属于模拟量或数字量，变换过程或操作过程都具有确定的顺序，或规律性很强，因此都可采用数值控制、数字量控制、顺序控制或逻辑控制等。

2) 智能化仪器

由于单片机控制功能强、体积小、功耗低，并具有一定的数据处理能力，因此将更广泛地用于仪器仪表，使仪器仪表进一步智能化。智能化仪器主要由传感器及微处理器组成，其最大的特点就是将微处理器融于测试仪器中，将计算机具有的数据采集、数字滤波、标度变换、非线性补偿、零位修正和误差补偿、数字显示、报警、数值计算、逻辑判断和控制等能力直接赋予测量仪器，使仪器具有准确度高、可选择显示方式、自诊断能力强、便于人机对话、体积小、功耗低、便于扩展、处理故障和报警等一系列优点和功能。目前，常用的智能化仪器有高频多线示波器、激光测距仪、红外线气体分析仪、B 超探测仪、智能流量计、数字万用表、智能电能表等。

3) 微机集散控制系统

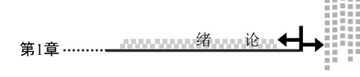
在许多复杂的生产过程中，由于设备分布很广，而工艺流程又要求各工序和各个设备同时并行工作，以提高生产效率和产品质量。对于这样的系统，过去一般采用大、中、小型计算机分级控制方式，而随着微型计算机的发展及其性能价格比的提高，由微型计算机及多微处理器组成的分布式控制系统发展起来，被称为“微机集散控制系统”、“微处理器集散控制系统”或“计算机分布式控制系统”，是当前计算机控制系统的重要发展趋势之一。

总之，计算机控制技术在控制理论、自动化技术和计算机技术的支持和推动下，今后将会以更高的速度向前发展，其工作性能和工作可靠性将会有更大的提高，它不仅会在机械制造、冶金、化工、轻工、电力交通、航天等领域上得到更广泛的应用，并取得更为显著的成果，而且将走进办公室，走进家庭，走向人们生活、学习、工作的每一个角落，为人类科学技术的进步做出更大的贡献。

1.5 小　　结

计算机控制技术集合了计算机技术、自动控制技术、检测与转换技术，通信与网络技术、微电子技术等多门学科的知识，随着各学科技术的不断进步，新技术的不断产生，计算机控制系统将会有更加广阔的发展空间。

计算机控制系统主要由软件和硬件两部分组成，系统大致可以分为操作指导控制系统、

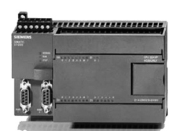


直接数字控制系统、计算机监督控制系统、分布式控制系统和现场总线控制系统 5 类系统。



西门子 PLC 相关知识介绍。

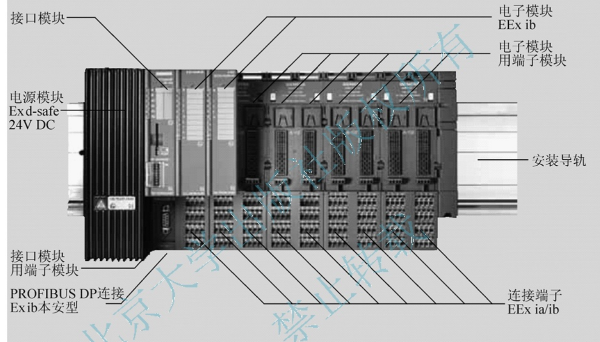




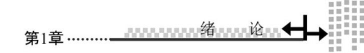




S7-200 CPU　　S7-300 紧凑型 CPU







S7-200CN CPU 硬件特点

时钟和电池模块
- ✓ 实时时钟和日历
  （对于 221/222 CN CPU）
- ✓ 一般可备份 200 天

电池模块
- ✓ 内部数据备份（数据块）
- ✓ 一般可备份 200 天

内存模块（存储卡模块）
- ✓ 程序传送和备份
- ✓ 数据记录文件，配方文件和通用文件存储

直流电源输入
20-28V DC
24V DC

交流电源输入
85-264V DC
@ 47-63Hz
84-264V AC

状态 LED：
系统故障/诊断
(SF / DIAG)
RUN
STOP

I/O LED

检修口：
模式选择开关（RUN/STOP）
模拟量调节电位器
扩展端口（可用于大多数 CPU）

可选配件：
存储卡模块
实时时钟模块
电池模块

I/O 端子连接器
（CPU 224 CN、CPU 224XP CN、
CPU 224XPsi CN 和 CPU 226 CN 为可拆卸）

通信端口
双端口，独立于 CPU

35mm DIN 导轨安装夹

S7-200CN CPU 端子和硬件介绍

AI & AO

输出端子

电源

拨码开关

用于连接扩展电缆或 EM

CPU 本体内置模拟量调整器可用于
- ✓ 更新或输入值
- ✓ 更改预设值
- ✓ 设置极限值

SMB28 – 0 模拟量调整
SMB29 – 1 模拟量调整

RS 232 / 485
通信端口

输入端子

24V DC 传感器
输出

S7-200CN CPU 连接到编程 PC

可以通过禁止“运行模式编辑”以增加程序存储区的 CPU
- ✓ S7-224 CN
- ✓ S7-224 XP CN
- ✓ S7-224 XPsi CN
- ✓ S7-226 CN

可配置 CPU 状态 LED 用于指示
- ✓ CPU 上的强制输入或输出
- ✓ 模块错误信息

PC 与 PLC 之间的连接

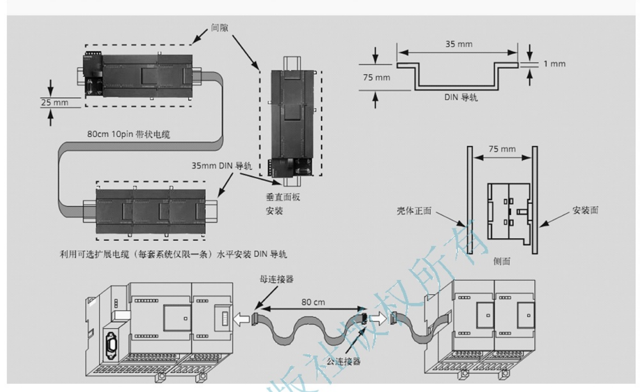
Micro/Win

S7-200CN CPU

USB /
RS 232

PC – PPI 电缆

S7-200CN 安装方式



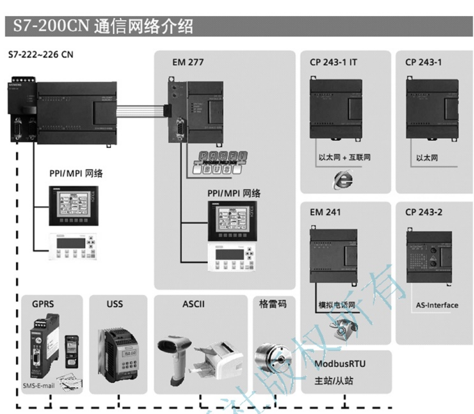
S7-200CN 扩展电缆安装位置

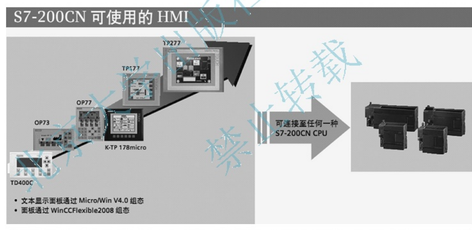


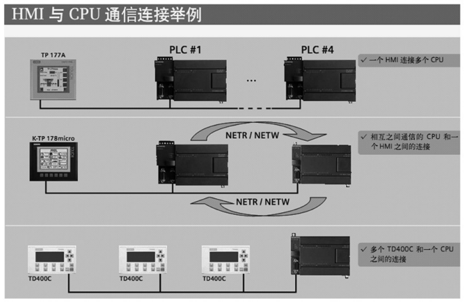
根据以下不同条件，扩展电缆可以安装在以上箭头所指的任何位置：

- ✓ CPU 的型号
- ✓ 所选择扩展模块的类型
  - 例如 8 DI / 8DO，16DI / DO16，32DI / 32DO
    EM 231，EM 232，EM 235
    EM 241，EM 253，EM 277

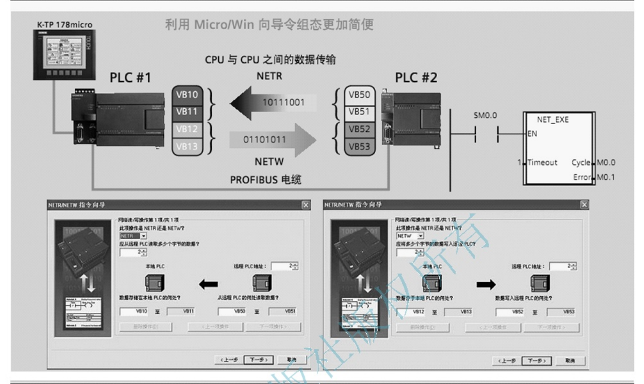
注：每套系统仅允许使用一条加长电缆


S7-200CN 通信网络介绍
S7-222~226 CN
EM 277
CP 243-1 IT
CP 243-1
以太网 + 互联网
以太网
PPI/MPI 网络
PPI/MPI 网络
EM 241
CP 243-2
模拟电话网
AS-Interface
GPRS
USS
ASCII
格雷码
SMS-E-mail
ModbusRTU
主站/从站

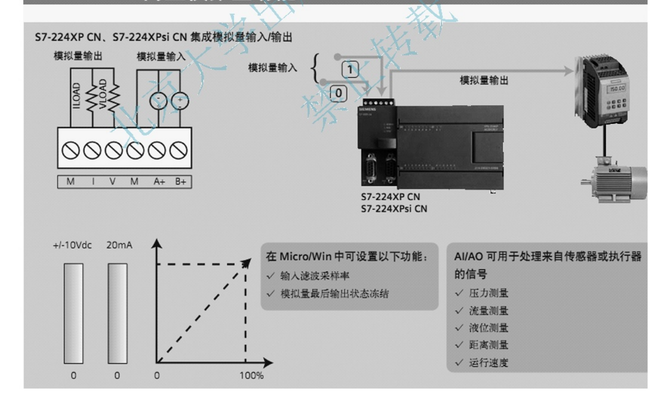

S7-200CN 可使用的 HMI
TP277
TP177
OP77
OP73
K-TP 178micro
TD400C
可连接至任何一种
S7-200CN CPU
• 文本显示面板通过 Micro/Win V4.0 组态
• 面板通过 WinCCFlexible2008 组态

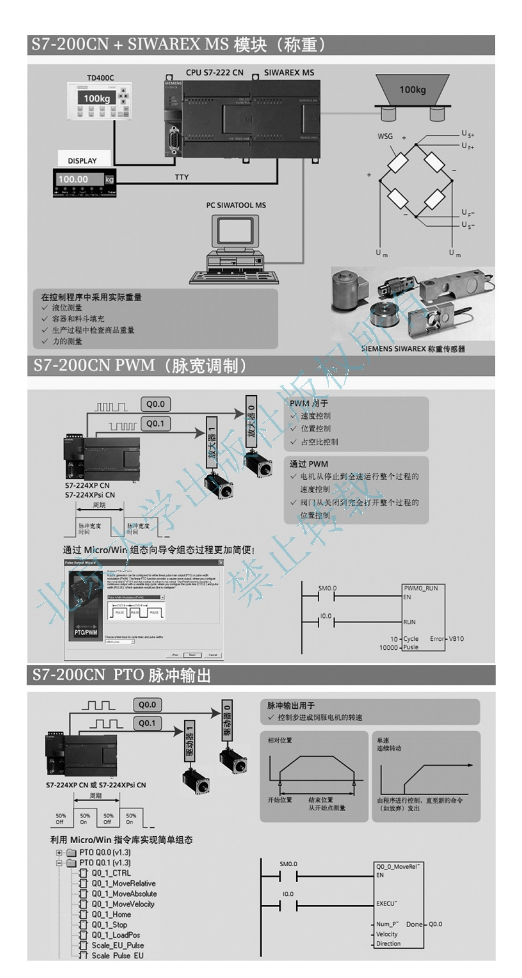

HMI 与 CPU 通信连接举例
TP 177A
PLC #1
PLC #4
…
✓ 一个 HMI 连接多个 CPU
K-TP 178micro
NETR / NETW
NETR / NETW
✓ 相互之间通信的 CPU 和一个 HMI 之间的连接
TD400C
TD400C
TD400C
✓ 多个 TD400C 和一个 CPU 之间的连接

S7-200CN CPU 与 CPU 之间的通信…“网络读取 — 网络写入”

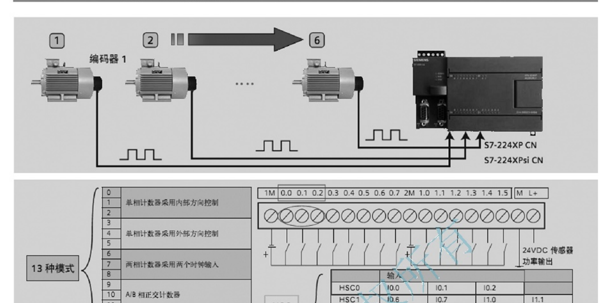


S7-200CN 内置模拟量功能




S7-200CN + SIWAREX MS 模块（称重）
TD400C
100kg
CPU S7-222 CN
SIWAREX MS
100kg
DISPLAY
100.00 kg
TTY
WSG
PC SIWATOOL MS
在控制程序中采用实际重量
✓ 液位测量
✓ 容器和料斗填充
✓ 生产过程中检查商品重量
✓ 力的测量
SIEMENS SIWAREX 称重传感器
S7-200CN PWM（脉宽调制）
Q0.0
Q0.1
放大器 0
放大器 1
S7-224XP CN
S7-224XPsi CN
周期
脉冲宽度时间
PWM 用于
✓ 速度控制
✓ 位置控制
✓ 占空比控制
通过 PWM
✓ 电机从停止到全速运行整个过程的速度控制
✓ 阀门从关闭到完全打开整个过程的位置控制
通过 Micro/Win 组态向导令组态过程更加简便!
PTO/PWM
SM0.0
PWM0_RUN
EN
I0.0
RUN
10 Cycle
10000 Pusle
Error VB10
S7-200CN PTO 脉冲输出
Q0.0
Q0.1
驱动器 0
驱动器 1
S7-224XP CN 或 S7-224XPsi CN
周期
50% Off
50% On
50% Off
50% On
脉冲输出用于
✓ 控制步进或伺服电机的转速
相对位置
开始位置
结束位置
从开始点测量
单速
连续转动
由程序进行控制，直至新的命令（如放弃）发出
利用 Micro/Win 指令库实现简单组态
PTO Q0.0 (v1.3)
PTO Q0.1 (v1.3)
Q0_1_CTRL
Q0_1_MoveRelative
Q0_1_MoveAbsolute
Q0_1_MoveVelocity
Q0_1_Home
Q0_1_Stop
Q0_1_LoadPos
Scale_EU_Pulse
Scale_Pulse_EU
SM0.0
Q0_0_MoveRel
EN
I0.0
EXECU
Num_P
Velocity
Direction
Done Q0.0

S7-200CN 高速计数器（HSC）



13 种模式

模式	说明
0	单相计数器采用内部方向控制
1	
2	
3	单相计数器采用外部方向控制
4	
5	
6	两相计数器采用两个时钟输入
7	
8	
9	A/B 相正交计数器
10	
11	
12	仅 HSCO 和 HSC3 支持模式 12 HSCO 统计 Q0.0 发出的脉冲数量。 HSC3 统计 Q0.1 发出的脉冲数量。

HSC 0 - 5

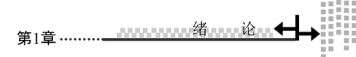
	输入			
HSC0	I0.0	I0.1	I0.2	
HSC1	I0.6	I0.7	I1.0	I1.1
HSC2	I1.2	I1.3	I1.4	I1.5
HSC3	I0.1			
HSC4	I0.3	I0.4	I0.5	
HSC5	I0.4			

HMI — 操作面板

技术概览	单色 4 行文本	单色 3 英寸	彩色 7 英寸	彩色 10.2 英寸
设备	TD400C	OP 73micro	Smart 700	Smart 1000
显示	STN 显示（包括背光）	STN 液晶显示器（LCD）	LCD - TFT	LCD - TFT
尺寸（英寸）	4 行文本	3 英寸	7 英寸宽屏	10.2 英寸宽屏
分辨率（宽×高，象素）	192×64 每行最多 24 字符，字体大小 5mm	160×48	800×480	800×480
平均无故障时间（MTBF at 25℃）	Max. 40,000 小时	100,000 小时	Max. 40,000 小时	Max. 40,000 小时
供电电源	外部 24V DC 或 TD/CPU 电缆供电（与 S7-200 距离 <2.5m）	24V DC	24V DC	24V DC
电压允许范围	15V ～ 30V DC	20.4V ～ 28.8V DC	19.2V ～ 28.8V DC	

HMI — 操作面板

技术概览	单色 5.7 英寸	彩色 5.7 英寸		彩色 5.7 英寸	彩色 10.4 英寸
设备	TP 177A	OP 177B		KTP 600 Basic color DP	KTP 1000 Basic color DP
		OP 177B DP	OP 177B PN/DP		
显示	STN 液晶显示 (LCD) 4 级蓝度	STN 液晶显示 (LCD) 256色彩色		STN 液晶显示（LCD）256色彩色	
		4 级蓝色	256 色彩色		
尺寸（英寸）	5.7 英寸	5.7 英寸		5.7 英寸	10.4 英寸
分辨率（宽×高，象素）	320×240（竖型为 240×320）	320×240		320×240	640×480
平均无故障时间（MTBF at 25℃）	50,000 小时				
供电电源	24V DC				
电压允许范围	20.4V ～ 28.8V DC			19.2V ～ 28.8V DC	



1.6　习　　题

1. 什么是计算机控制系统？它与模拟控制系统有何区别？
2. 计算机控制系统中的实时性、在线方式和离线方式的含义是什么？
3. 计算机控制系统的硬件包括(　　)。

   A．计算机　　　　　　B. 过程通道

   C. 外部设备及接口　　　D. 检测及执行机构
4. 计算机控制系统的软件有哪些？各部分软件的作用是什么？
5. 计算机控制系统按功能分类主要有__________、__________、__________和__________。
6. 操作指导控制、DDC 和 SCC 系统的工作原理是什么？它们之间有何区别和联系？
7. DCS 的特点是什么？
8. 什么是现场总线控制系统？它有什么特点？
9. 未来计算机控制系统的发展趋势主要表现在：__________、__________、__________和__________。



第 2 章　计算机控制系统过程通道设计方法

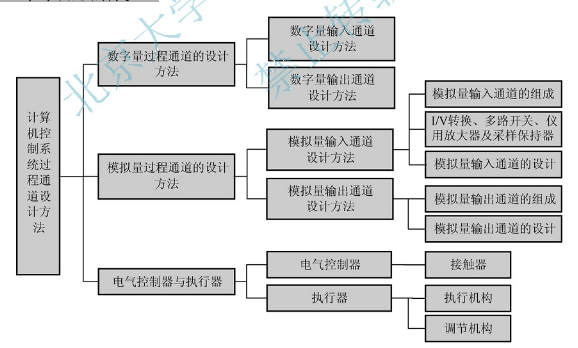
教学提示

计算机控制系统要实现控制的目的和要求，首先必须解决控制系统的信息来源和经控制器处理后的信息输出问题，也就是说要解决控制系统的输入/输出通道(过程通道)的问题。它们在计算机控制系统设计中占有非常重要的地位，起着关键性的作用。根据信号的形式，可以把过程通道分为数字量过程通道和模拟量过程通道两类。它们在计算机控制系统中实现外部设备和控制计算机之间的数据交换。

教学要求

通过本章的学习，要求掌握数字量和模拟量过程通道的基本结构，并能完成模拟量过程通道和数字量过程通道的设计。

本章知识结构



【引言】

计算机控制系统由硬件和软件组成，硬件是控制系统的基础，软件是控制系统的灵魂。计算机技术，特别是计算机硬件技术的发展促使计算机控制技术得到了迅速发展。在组建计算机硬件系统时，要针对具体情况，根据信号传送的方向及形式选择所需要的处理器及相应的外部设备，其中过程通道是外设很重要的一部分。过程通道是在计算机和生产过程之间设置的信息传送和转换的连接通道。根据信号传送的方向可以将过程通道分为输入通道和输出通道；根据信号的形式可以将过程通道分为数字量过程通道和模拟量输入通道。输入通道设计是将现场传感器采集到的各种信号经调理、放大、整形、隔离等处理后输入计算机获取信号的通道配置；输出通道设计是计算机的 CPU 输出信号(指令)控制外部设备的通道配置，即要求计算机按照人类的思想来控制外部设备的动作。

本章主要对计算机控制系统的输入输出通道进行设计和分析。

2.1 数字量过程通道的设计方法

在工业控制中，有一些信号可以通过二进制的逻辑形式“0”和“1”来表示，如电动机的启动和停止，继电器的吸合与释放，指示灯的亮和灭等。这一类信号就是数字信号(准确地说应该是开关量，这里把开关量和数字量统称数字量)，数字量过程通道主要完成对这类信号的处理。数字量过程通道分为数字量输入通道和数字量输出通道两类通道形式。

2.1.1 数字量输入通道设计方法

数字量输入(Digital Input，DI)通道，主要用于将生产过程中的数字信号转换成计算机能接收的形式。

设计数字量输入通道时，应注意两个问题：一是输入电平的形式；二是要使通道抗噪声。由于数字量输入电平一般与计算机的接口电平不同，需要进行电平转换；并且要求过程噪声应该抑制在正常范围之内，防止噪声引发误动作。因此，为了将外部的开关量信号输入到计算机中，必须将现场输入的状态信号经转换、保护、滤波、隔离等措施转换成计算机能够接收的逻辑信号，称为信号调理；换言之即电平转换和噪声抑制过程称为信号调理。

数字量输入通道的框图如图 2.1 所示。图中包含了数字量输入常见的 3 种形态：外部的开关信号及逻辑电平信号(如电源开关、限位开关、接触器和继电器的辅助触点等)；数字脉冲信号(如脉冲电能表等)；系统设置开关(如单片机的地址设置开关等)。

通常情况下，上述 3 种形态经过不同的调理电路，通过三态缓冲器/总线驱动器，如 74240(八反相三态缓冲器/总线驱动器)、74241(八同相三态缓冲器/总线驱动器)、74243(四同相三态缓冲器/总线驱动器)、74244(八同相三态缓冲器/总线驱动器)等，最终为计算机识别，因此输入调理电路设计的好坏将直接影响系统的性能。在某些特殊情况下，为了提高计算机控制系统的实时性，还可以将某些开关信号通过调理电路后，直接作为系统的中断请求信号。

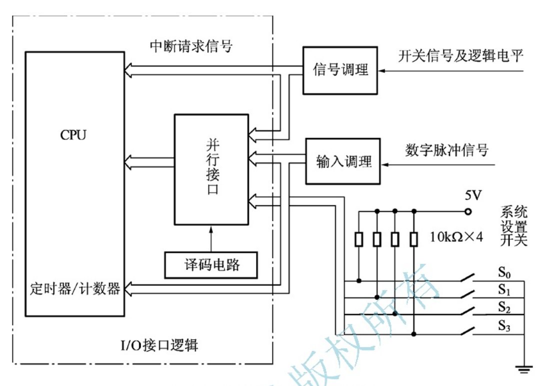


图 2.1 数字量输入通道结构框图

1. 外部的开关信号及逻辑电平信号调理电路

1) 直接分压

数字量的电压信号一般大于计算机的接口电平，因此可以采用分压的方式对数字量的电压信号进行衰减。图 2.2(a)所示是直接分压原理图。

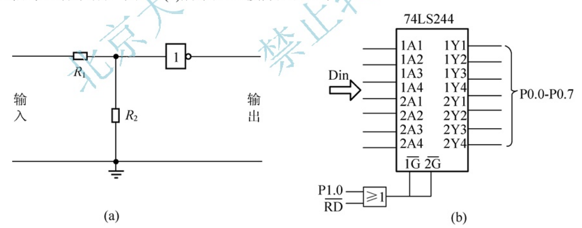


图 2.2 直接分压原理和缓存输入图

直接分压方式在实际中应用较少，原因是开关信号系统与计算机系统在电气上没有进行隔离，开关信号系统的电气噪声容易窜入计算机系统，从而可能导致系统不稳定甚至损坏的情况。因此，在设计中很少采用这种方式。

2) 逻辑信号的缓存输入

图 2.2(b)所示的 74LS244 为八路三态缓冲驱动，也叫做线驱动或者总线驱动门电路。它有 8 个输入端，8 个输出端。1A1～1A4、2A1～2A4 为输入端，$\overline{1G}$、$\overline{2G}$ 为三态允许端(低电平有效)，1Y1～1Y4、2Y1～2Y4 为输出端。

3) 光电耦合技术

为了实现计算机系统与外部电气系统的隔离，同时基于成本的考虑，通常情况下在设计数字量输入调理电路时，常使用光耦合器 (Optical Coupler，简称光耦)完成设计，如图 2.3(a)、2.3(b)所示。使用光耦的好处除了实现电气隔离外，还可以使电压不同的子系统信号之间相互兼容，另外可防止电气噪声或其他尖峰电压从接口电路 传到另一个电路。

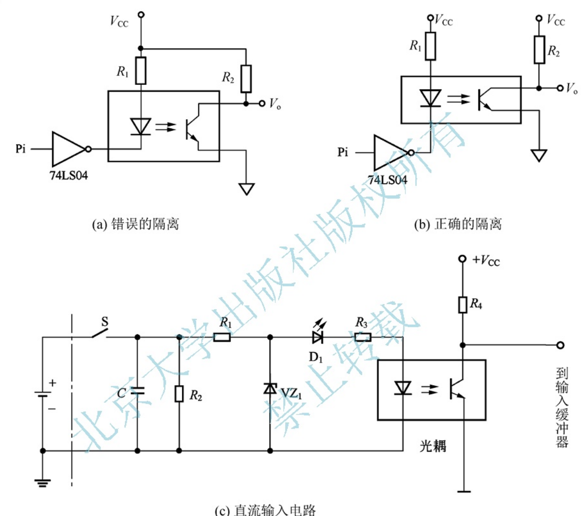


图 2.3　光电隔离与直流输入电路

在一些数字量较少的计算机控制系统中，还可以采用专用的集成接口芯片来实现电气隔离，如 Motorola 的多路开关检测接口芯片 MC33993。它能检测多达 22 个开关触点的闭合与断开。其开关状态(通或断)能通过串行外围接口(Serial Peripheral Interface，SPI)传送到计算机。通常用于工业控制场合，其电源电压为 5.5～26V，开关输入电压范围为-14V 到电源电压，详细资料见相关的数据手册。

来自外部的开关信号及逻辑电平信号不外乎 3 种电压形式：空接点(不带电压，一般来自继电器的辅助触点等)、带直流电压接点、带交流电压接点。在实际应用中，由于空接点需要额外加入直流电压后再接入系统，因此可以将其纳入带直流电压接点类。

4) 直流接点信号输入电路

直流输入电路如图2.3(c)所示，发光二极管D_1的作用是用来指示开关的通断状态，R_1和

VZ_1共同构成一个稳压电路，电阻R_3用于限流，电容C和R_2构成去尖峰电路，光耦用于电气隔离。



5) 交流接点信号输入电路

交流输入电路如图 2.4 所示。图 2.4 中 R 的作用是保护整流桥，整流桥将交流信号变换成直流信号，C_1 和 R_2 构成去尖峰电路，R_1 和 VZ_1 构成稳压电路以获得稳定的直流电压，这样便可计算出限流电阻 R_4 的阻值，从而保证光耦可靠的工作。

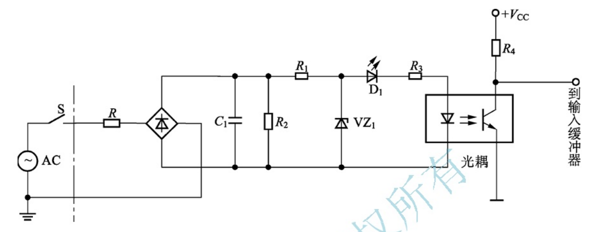


图 2.4 交流输入电路

2. **数字脉冲信号输入调理电路**

数字脉冲信号与外部开关信号有一定的区别，数字脉冲信号从系统运行开始就是一个持续不停的信号，系统不能漏计和错计。因此，通常人们把经调理电路后的信号送给计算机系统的定时器/计数器，在某些特殊情况下也可作为中断信号。

数字脉冲信号输入调理电路如图 2.5 所示。

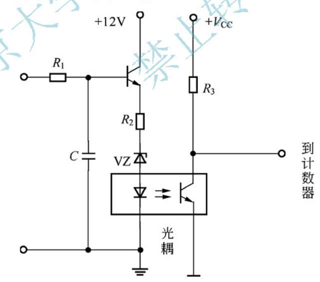


图 2.5 数字脉冲信号输入调理电路

高电压的数字脉冲信号经过调理电路变换成 TTL 电平的数字脉冲信号。从而传递给 CPU，R_1 和 C 构成 RC 电路，其时间常数应该远远小于数字脉冲信号的周期，这里通过选择不同稳压值的稳压管来调节输出矩形波的占空比。

3. 系统设置开关

在计算机控制系统中，会遇到诸如“硬件手动”、“软件手动”、“正反作用控制”、“控制方式”、“本机地址”等开关，通常把它们设计在外围电路里，通过拨码开关来实现，如图 2.1 所示。

2.1.2 数字量输出通道设计方法

数字量输出(Digital Output，DO)通道，用于将计算机输出的数字量信号传递给开关型或脉冲型执行机构，以达到能够驱动被控对象动作的目的，其典型结构如图 2.6 所示。在对开关功率进行匹配设计的同时，还应考虑内部与外部公共地的隔离。

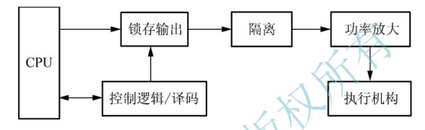


图 2.6 数字量输出通道结构框图

由于数字量输出通道的执行机构往往属于脉冲型功率元件或者开关型功率元件，而计算机控制系统输出的数字量大都为 TTL(CMOS)电平，这种电平一般不能直接驱动外部设备的启停动作；另外，许多被控执行机构在启停过程中会产生很强的电磁干扰信号，若不加以隔离，可能会使计算机控制系统造成误动作乃至损坏。

数字量输出通道与计算机接口的任务是将计算机输出的数字量锁存后再输出，以保证在程序控制规定的期限内输出的开关状态不变，数字量输出通道与计算机的接口可以采用以下方法。

(1) CPU 本身带有具有锁存功能的 I/O 口，因此可以直接利用其 I/O 口作为输出，而无须另加接口电路，例如，利用 89S51 的 P1 口作为输出。

(2) 采用 CPU 和通用集成可编程输入/输出接口芯片，编程芯片最大特点就是在不增加任何硬件的条件下，通过改变程序内容就可达到改变芯片功能的目的，如 8255。

(3) 采用 CPU 和通用逻辑芯片，采用 TTL 或者 CMOS 系列逻辑锁存器实现，如可以采用 74LS373 等。

单片机控制系统中常采用发光二极管(Light Emitted Diode)进行显示报警。发光二极管的驱动电流一般为 20～30mA，因此不能由 CPU 的输出直接驱动，需要加驱动器，如 74LS06；另外，为了保持报警状态，需加锁存器，如 74LS373，或者选用带有锁存器的 I/O 接口芯片，如 8255A 等；或者采用 CPU 本身具有锁存功能的 I/O 口。

1. 锁存器

SN74LS373、SN74LS374 常用带有三态门的 8D 锁存器(由 8 个 D 触发器作八位锁存器)，常用作地址锁存和 I/O 输出。如图 2.7(a)所示，74LS373 是低功耗肖特基 TTL 8D 锁存器，74HC373 是高速 CMOS 器件，功能与 74LS373 相同，两者可以互换。1D～8D 为 8 个输入端，1Q～8Q 为 8 个输出端，输出端 1Q～8Q 可直接与总线相连 。LE 是数据锁

存控制端；当 LE=1 时，锁存器输出端同输入端；当 LE 由 1 变为 0 时，数据输入锁存器中。OE 为输出允许端；当 OE=0 时，三态门打开；当 OE=1 时，三态门关闭，输出呈高阻状态。



2. **小功率开关**

集成电路的驱动能力一般不是很强，一般在几十至几百毫安。在一些驱动电流要求不大的应用场合，由于集成电路具有占用空间小，易于焊接，使用方便，常用来驱动LED数码管等小功率电器。

小功率开关输出电路如图2.7(b)所示，选择OC门的原因是开关信号的电压一般比较大，OC门的集电极一般可接的电压范围都比较大，而且电流也比较大。

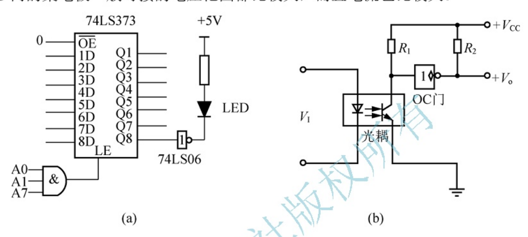
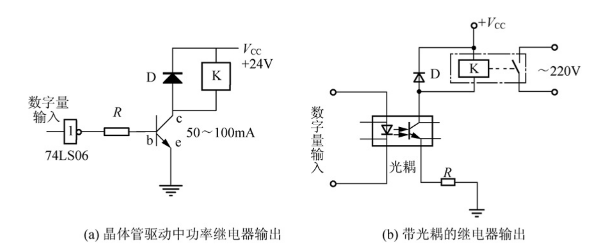


图2.7 74LS373锁存输出和OC门输出接口图

TTL电路中带OC门的缓冲器/驱动器均有较强的驱动能力。74LS06/74LS07驱动能力达40mA，其中74LS06为反相驱动，74LS07为同相驱动，二者均属于高压输出缓冲器/驱动器。75系列功率集成电路的芯片很多，常用的有75451/2/3/4这4种，其驱动能力为300mA，4种芯片的引脚相同，其中75451的输出是两输入与，75452为与非，75453为或，75454为或非关系。由于每片只有2路驱动，常用于驱动少量信号的应用场合。

3. **中功率晶体管驱动**

图2.8(a)是晶体管(9013NPN)驱动的中功率继电器输出电路，图中器件D是防止继电器线圈在突然断电时产生的瞬态反电动势冲击的钳位二极管。对于功率要求更高的系统，可以在外围接口中加入电压等级更高，触点电流更大的继电器进行扩展，以满足实际功率要求。



(a) 晶体管驱动中功率继电器输出　　(b) 带光耦的继电器输出

图 2.8　晶体管驱动输出与继电器输出

晶体管在驱动中一般使用它的开关特性。如 9013NPN 型三极管，当 U_{be}>0.7V 时，三极管导通，导通时 I_c 可达 300mA，故称其有 300mA 驱动能力。

晶体管由于具有价格低、电路简单的特点而被广泛地应用于中、小电流驱动的场合，如继电器驱动、LED 或 LED 数码管的驱动等。

4. 继电器

继电器是电气控制中常用的器件，主要由线圈、铁心、衔铁和触电簧片(常开或常闭)组成。在设计数字量输出通道时，常使用光耦加继电器的方法实现弱电控制外部强电压或大电流的功能。

图 2.8(b)是一个由光耦与继电器构成的数字量输出通道。当数字量输出为“1”时，光耦中的发光二极管发光，使另一侧的光电晶体管导通，继电器线圈也同时得电，动合触点闭合，从而驱动大型负荷设备。反之，当数字量输出为“0”时，光耦中的发光二极管截止，使得右侧的光电晶体管也截止，继电器断开。由于继电器线圈是电感性负载，在其所在回路突然断开时，线圈两端会产生较高的感应电压。因此，为了保护电路中的光耦中的光电晶体管，设计时在电路中的继电器线圈两端反向并联一个二极管。当产生感应电压时，该反向并联的二极管导通并为感应电压提供一个线圈释放电流的回路。

印刷版用超小型电磁继电器具有体积小，重量轻，易于在线路板上焊接的优点。线圈电压范围为几伏到几十伏，触点负荷范围为 2～10A(DC24V)，电器寿命在 10^5 以上，属于机械有触点式开关。通常有 5 个引脚，其中两个引脚接线圈(当线圈通电时，继电器吸合，常开触点闭合，常闭断开)，1 个引脚为触点的中心点，1 个引脚为常开触点，1 个引脚为常闭触点。

相对来说，印刷电路板继电器可能比插入式继电器便宜些，但如果在使用时不得不更换继电器，那么最初节约的那些成本就不算什么了。工业控制、升降系统和其他设备控制常常都需要数以百万计的继电器，在使用过程中，继电器很可能会发生故障并需要更换。

在工业控制领域里，只有插入式继电器才能够真正地发挥作用。许多情况下，将继电器从电路板上取下再焊一个新的上去基本上是不太可能实现的。首先，这一流程需要耗费时间；其次，在电路板上操作、焊接需要一定的技术水平。虽然也可以更换该电路模块，但是该模块很可能比插入式继电器贵得多。此外，插入式继电器比印刷电路板继电器能提

供更多的多极配置。一个需要 3 个单极印刷电路板继电器的开关功能可能用一个三极插入式继电器就可以实现。那么每一极的成本就能明显减少。这可以缩小继电器插座和电路板安装初始成本间的差距。

大多数的插入式继电器、插座和防跳开关都设计成可以让用户快速方便地取下一个继电器换上另外一个的形式，更换时一般不需要借助工具。一些插座直接安装在背板上，另外一些安装在滑动导轨或印刷电路板上。在选择插座时用户需要注意插座的类型、快速连接件、电路板接线和焊接片。

插座式继电器有很多的优点。它有很多的触点类型、触点排布和线圈可选，当然这只是最基本的。一些类型的继电器还具备 push-to-test 按钮或按键，可以人为操作闭合触点，帮助排除回路故障。人为操作闭合触点可以实现闭锁机制，帮助用户将触点置于闭合位置。插入式继电器也可以实现各种指示功能。一些继电器在其线圈回路上装有 LED 或氖管指示灯，当线圈通电后指示灯点亮。另一些继电器的指示灯还有多种颜色，可以指示继电器是处于“闭合”还是“断开”位置。

插入式继电器可以封装很多特殊功能的回路。一些继电器提供整体二极管二次输电网络和电阻电容网络。还有的继电器能够安装外部模块，其插座可以同时安装继电器和模块。

继电器内部还能封装一些特殊的电路，包括时间延迟、电压监视、电流传感或功能更加高级的插入式设备。
如果主要控制对象是电机，则一般会由接触器控制电机，而控制接触器的主要是继电器。

5. **固态继电器**

固态继电器(Solid State Relay，SSR)是一种两个接线端为输入端，另两个接线端为输出端的四端器件，中间采用隔离器件来实现输入/输出的电隔离。由于固态继电器是由固体器件组成的无触点开关器件，所以与电磁继电器相比，它具有工作可靠、寿命长、对外界干扰小、能与逻辑电路兼容、抗干扰能力强、开关速度快和使用方便等优点，因而具有很宽的应用领域，有逐步取代传统电磁继电器之势，并可进一步扩展到传统电磁继电器无法应用的计算机控制等领域。

固态继电器按负载电源类型可分为交流型和直流型两种。交流型固态继电器按控制触发方式的不同又分为过零型和移相型两类。固态继电器的输入端可以直接与 TTL、CMOS 集成电路或晶体管相连，无须专门驱动，输出端利用器件内部的电子开关来接通和断开负载，从而达到弱电控制强电负载的目的。

图 2.9(a)是一个由固态继电器构成的接口电路，当数字量输出为“1”时，交流固态继电器导通，从而使右侧的交流电源电路接通；当数字量输出为“0”时，交流固态继电器截止，右侧的交流电源回路也就断开了。

(a)

(b)

图 2.9 固态继电器接口电路与交流型固态继电器内部电路工作原理

图 2.9(b)是交流型 SSR 内部工作原理框图，图中的部件①～④构成交流 SSR 的主体，从整体上看，SSR 只有两个输入端(A 和 B)及两个输出端(C 和 D)，是一种四端器件。工作时只要在 A、B 上加上一定的控制信号，就可以控制 C、D 两端之间的“通”和“断”，实现“开关”的功能。其中耦合电路的功能是为 A、B 端输入的控制信号提供一个输入/输出端之间的通道，但又在电气上断开 SSR 中输入端和输出端之间的(电)联系，以防止输出端对输入端的影响。耦合电路用的元件是“光耦合器”，它动作灵敏、响应速度高、输入/输出端间的绝缘(耐压)等级高。由于输入端的负载是发光二极管，这使 SSR 的输入端很容易做到与输入信号电平相匹配，在使用时可直接与计算机输出接口相接，即受“1”与“0”的逻辑电平控制。触发电路的功能是产生合乎要求的触发信号，驱动开关电路④工作，但由于开关电路在不加特殊控制电路时，将产生射频干扰并以高次谐波或尖峰等污染电网，为此特设“过零控制电路”。所谓“过零”是指，当加入控制信号，交流电压过零时，SSR 即为通态；而当断开控制信号后，SSR 要等待交流电的正半周与负半周的交界点(零电位)时，SSR 才为断态。这种设计能防止高次谐波的干扰和对电网的污染。吸收电路是为防止从电源中传来的尖峰、浪涌(电压)对开关器件双向可控硅管的冲击和干扰(甚至误动作)而设计的，一般是用“R−C”串联吸收电路或非线性电阻(压敏电阻器)。

直流型的 SSR 与交流型的 SSR 相比，无过零控制电路，也不必设置吸收电路，开关器件一般用大功率开关三极管，其他工作原理相同。

固态继电器的缺点是比电磁继电器价格昂贵，如果有多个负载需要被控制，那么这一成本劣势就将变得更加明显。由于成本太高，实际应用中很少用固态继电器作常闭触点。一般来说，电磁继电器常开和常闭触点的使用成本没有太大的差别，电磁继电器的另外一

个优点是它们的触点一般既可以作直流输出又可以作交流输出。而相反地，固态继电器只能在直流和交流中择一输出。

不同于电磁继电器，许多的固态继电器需要一定的空间进行散热才能实现其最大效率地工作。由于漏电，固态继电器的负载不能完全“断开”。而对于电磁继电器来说，只要不超过其触点间的击穿电压，它的开节点上就没有电流，负载能够被真正地“断开”。

6. 晶闸管

晶闸管又称可控硅(Silicon Controlled Rectifier，SCR)，是一种大功率的半导体器件，具有体积小、效率高、开关无触点等特点。该器件在交直流电机调速系统、调功系统、随动系统中有着广泛的应用。晶闸管可以分为单向晶闸管和双向晶闸管两种。双向晶闸管在交流电器控制中的应用更广，其原理与单向可控硅类似。

可控硅由阳极A、阴极K、控制极G共3极组成，可控硅与二极管很类似，具有正向导电性，但其正向导通性还受控于控制极。

可控硅导通条件：一是A、K两端加正向电压，二是G上加一个正脉冲(触发脉冲)，该脉冲无须维持。

可控硅截止条件：A、K两端加反压或者零压。

由于晶闸管常用于高电压、强电流等场合，所以晶闸管在与微型计算机进行连接时需要使用光电耦合器或与带光电耦合的器件结合使用来实现电气隔离，以消除电路中干扰的影响。图2.10是一个由双向晶闸管组成的数字量输出接口电路，T_2为阳极，T_1为阴极。MOC3043是过零触发的光电耦合器，其驱动电压最高可达400V，从欧姆定律看关键要把握驱动电流的大小。

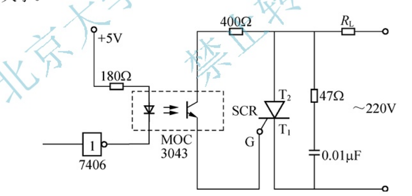


图2.10 晶闸管组成的数字量输出接口电路

控制角指可控硅从可导通(交流信号过零后)到导通(触发脉冲发出)的时间，导通角指从触发导通到反压/零压关断之间的时间。输出信号的有效值随控制角的改变而变化，从而实现对大功率负载的有效控制。可控硅虽然也像开关量一样控制其导通或断开，但是SCR的导通角可控，其输出经滤波后的电压因而可控，所以经常用于模拟量的输出驱动。

直流电机是一种调速性能优良，启/停方便，能经受冲击负载的电机，因而被广泛使用。直流电机的转速和加在电机上的直流电压成正比，通过调节电压的方法可以很方便地实现调速控制，由于直流电机的功率一般较大，所以直流电机的调速常使用可控硅驱动的方法。将交流电源经过全桥整流变成直流后，通过控制可控硅的导通角实现对直流电机电

压的控制。该技术属于成熟技术，在实际工程设计中已被广泛采用。

2.2 模拟量输入通道设计方法

工业生产中的大多数信号都是模拟信号，而计算机能处理的信号都是数字信号，因此这些模拟信号就需要通过信号转换后才能送入计算机。模拟量输入通道的任务就是完成模拟量信号到数字量信号的转换。模拟量输入通道主要由模拟信号的调理、多路模拟信号的切换、信号的放大与采样保持以及 A/D 转换器几个部分的电路组成。

2.2.1 模拟量输入通道的组成

模拟量输入(Analog Input，AI)通道的任务是把生产现场被控对象，如温度、压力、流量、液位、电流、电压等模拟量信号，转换成计算机可以识别的数字量信号。

通常，连续参量通过变送器或传感器转换成的模拟量信号为 0～±10V 或±5V 的标准电压信号或者 4～20mA 的标准电流信号。

模拟量输入通道的结构组成如图 2.11 所示，来自工业现场传感器或变送器的多个模拟量信号首先需要进行信号的调理，然后经多路模拟开关，分时切换到后级进行信号放大、采样保持和 A/D 转换，最后通过接口电路以数字量信号进入主机系统，从而完成对生产过程参数的巡回检测任务。

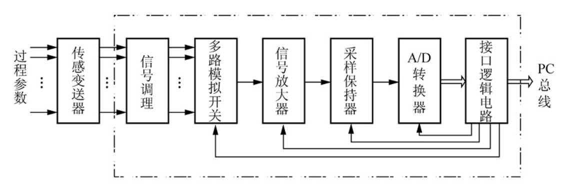


图 2.11　模拟量输入通道的结构组成图

2.2.2　I/V 转换、多路开关、测量放大器及采样保持器

计算机控制系统中，通过检测机构送来的信号可能是电流或电压信号，并且这些信号一般比较弱，因此需要对这些信号进行相应的处理，然后才能送入 A/D 转换器。同时，处理这些信号有一个重要的要求，那就是在将这些模拟信号离散化时应该保证它们不会出现失真现象。保证信号不失真的理论依据就是满足香农采样定理，其具体内容如下所述。

若采样保持器的输入信号 $x(t)$ 具有有限带宽，即有不大于采样频率 f_s 的频率分量 f_{max}，则要从采样信号 $x^*(t)$ 中完整地恢复信号 $x(t)$，则采样频率 f_s 必须满足下列条件：

$$f_s \geqslant 2f_{max}$$

在设计离散系统时，香农采样定理是必须严格遵守的一条准则，它指明了从采样信号中不失真地复现原来连续信号的最低采样频率。

1. I/V 转换

A/D 转换器所要求接收的模拟量数值大都为 0～±10V 或±5V，而在工业生产现场却有很多传感器和变送器的输出结果是 4～20mA 的标准电流信号，这主要是出于抗干扰的目的需要，以便于远程传输。因此，对于按电流方式传来的信号，需要对其进行转换，以下是 3 种转换方法。

1) 无源 I/V 转换

无源 I/V 转换电路是利用无源器件(电阻 R_1、R_2)，加上 RC 滤波和二极管限幅等保护来实现的，如图 2.12 所示。

其中 R_1、R_2 为精密电阻，通过此电阻可以将电流信号转换为电压信号。对于 0～10mA 的输入信号，可取 R_1=100Ω，R_2＝500Ω，这样当输入电流在 0～10mA 变化时，输出的电压范围为 0～5V；而对于 4～20mA 的输入信号，可取 R_1=100Ω，R_2=250Ω，这样，当输入电流为 4～20mA 时，输出的电压就转换为 1～5V。

2) 有源 I/V 转换

有源 I/V 转换是利用有源器件运算放大器和电阻、电容组成，如图 2.13 所示。

利用同相放大电路，把电阻 R_1 上的输入电压变成标准输出电压。这里，R_1 应该选用精密电阻。

若取 R_1=200Ω，R_3=100kΩ，R_4=150kΩ，则输入电流 I 的 0～10mA 就对应输出电压 V 的 0～5V；若取 R_1=200Ω，R_3=100kΩ，R_4=25kΩ，则 4～20mA 的输入电流对应于

1～5V 的输出电压。

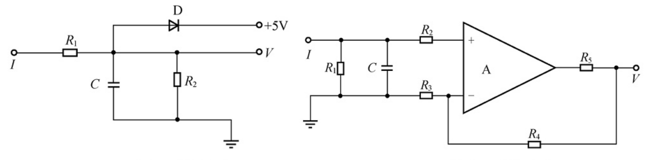
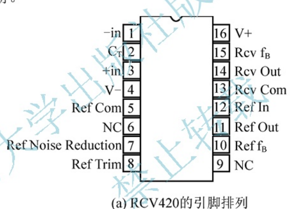


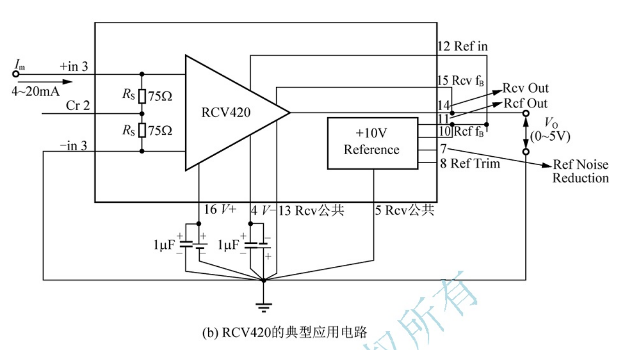
图 2.12　无源 I/V 转换电路　　　　图 2.13　有源 I/V 转换电路

3) 专用 I/V 转换电路

RCV420 是美国 Burr-Brown 公司生产的精密电流环接收器芯片，用于将 4～20mA 输入信号转换成 0～5V 输出信号，具有很高的性能价格比。它包含一个高级运算放大器，一个片内精密电阻网络和一个 10V 精密电压基准。其总转换精度为 0.1%，共模抑制比 CMR 达 86dB。图 2.14(a)是它的引脚排列，图(b)是它的典型应用电路，具体参数及使用方法可参见器件技术手册。



(a) RCV420的引脚排列



(b) RCV420的典型应用电路

图 2.14　RCV420 的引脚排列及典型应用电路

2. 多路开关

多路开关的主要作用是将多路模拟量分时接入 A/D 转换器，实现多选一的操作。因为计算机的工作速度远快于被测参数的变化，但计算机在某一时刻只能接收一个回路信号，所以必须通过开关，将多路输入信号依次切换到 A/D 转换器。

从输入信号的连接方式来分，有单端输入、双端输入(差动输入)。表 2-1 列出了常见的多路开关芯片。

表 2-1 常见的多路开关芯片

公司名称	型号	通道数
TI 公司	CD4051	8 通道
	CD4052	双 4 通道
	CD4053	三重 2 通道
	CD4067	16 通道
	CD4097	双 8 通道
AD 公司	AD7501	8 通道
	AD7502	双 4 通道
	AD7503	8 通道
	AD7506	16 通道
	AD7507	双 8 通道
MAX 公司	MAX308	8 通道
	MAX309	双 4 通道
	MAX306	16 通道
	MAX307	双 8 通道



以常用的 CD4051 为例，其原理图如图 2.15 所示。

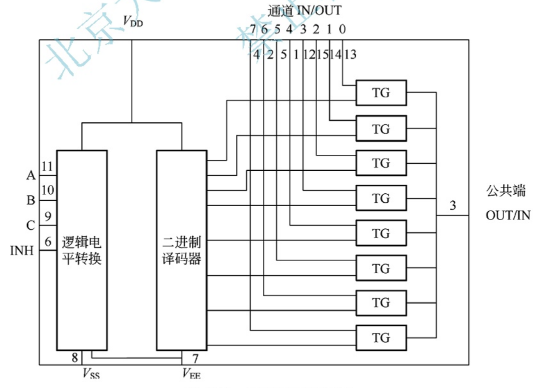


图 2.15 CD4051 的原理图

CD4051 由电平转换、译码驱动及开关电路 3 部分组成。当禁止端 INH 为“1”时，前后级通道断开；当禁止端 INH 为“0”时，则通道可以接通。通过改变控制输入端 C、B、A 的数值，就可选通 8 个通道中的一路。例如，当 CBA=001 时，通道 1 被选通。CD4051 的真值表见表 2-2。

表 2-2　CD4051 真值表

输入状态				接通通道
INH	C	B	A	CD4051
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7

3. 测量放大器

在计算机控制系统中，传感器作为检测机构完成对被控对象过程参数的检测，并将这些物理量信号转换成电信号。这些电信号一般是模拟量信号，而且往往比较弱。因此，需要对它们进行信号放大，以达到 A/D 转换所需要的量程范围，完成这个信号放大作用的器件就是放大器。市场上常用的放大器有运算放大器、测量放大器等。

通用运算放大器一般都有毫伏级的失调电压和一定的温漂；而测量放大器具有高输入阻抗、低输出阻抗，低温漂、低失调电压和高稳定增益，抗共模干扰能力强等特点。所以，在计算机控制系统中常用测量放大器完成放大信号的作用，常用的测量放大器有 AD 公司的 AD521、AD522 等。AD521 的基本连接方法如图 2.16 所示。

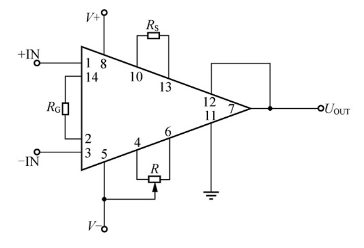


图 2.16　AD521 基本连接方法

4. 采样保持器

采样保持器的作用是在两次采样的间隔时间内，一直保持采样值不变直到下一个采样时刻。如图 2.17 所示，它有两种工作状态，一种是采样状态，另一种是保持状态。在采样状态下，采样保持器的输出随输入信号的变化而变化；而在保持状态下，其输出则会保持在发出保持状态命令时刻的输入信号值上，直到撤销保持状态命令信号回到采样状态。

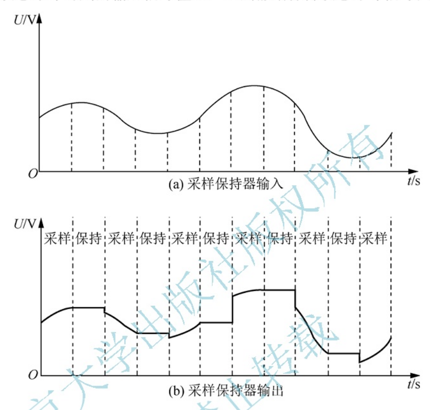


图 2.17 采样保持器工作状态

对于同步系统，几个并联的参量均取自同一瞬时，如电力系统监控中的功率计算，就是同一时刻的交流电流值和交流电压值。而各参数要共享一个 A/D 转换器，就必须保持其信号直到本次 A/D 转换全部完成。但转换完成之后，又要求 A/D 转换器的输入信号能够随模拟量变化而变化。

值得一提的是，目前有很多 A/D 转换器内部集成了采样保持器。另外，对于实时性要求更高的系统，往往采用多通道 A/D 转换器同步采样。

最常用的采样保持器有 AD 公司的 AD582、AD585、AD346、AD389、ADSHC-85，以及国家半导体公司的 LF198/298/398。

LF398 是一种模拟信号存储器，具有采样和保持功能，在逻辑指令控制下，对输入的模拟量进行采样和寄存，如图 2.18 所示。LF398 具有很高的直流精度、很快的采样时间和低的下降速度。器件的动态性能和保持性能可通过合适的外接保持电容达到最佳。例如，选择 1000pF 的保持电容，具有 6μs 的采样时间，可达到 12bit 的精度。电源电压可从±5～±18V 任意选择，其性能几乎无影响。采样/保持的逻辑控制可与 TTL 或 CMOS 电平接口。它可广泛地应用于高速 A/D 转换系统、数据采集系统和要求同步采样的领域。

LF398 主要参数为：输入偏流小于 50nA；增益=1；输入失调小于±7mV；输出阻抗

小于 0.5Ω；电源电压为±5～±18V；电源电流为±4.5～±6.5mA。LF398 各引脚端的功能如下：①和④端分别为 V_{cc} 和 V_{ee} 电源端，电源电压范围为±5～±15V；②端为失调调零端，当输入 V_i=0，且在逻辑输入为 1 采样时，可调节②端使 V_o=0；③端为模拟量输入端；⑤端为输出端；⑥端为接采样保持电容 C_H 端；⑦端为逻辑基准端(接地)；⑧端为逻辑输入控制端，该端电平为“1”时采样，为“0”时保持。

LF398 内部电路原理图如图 2.18(a)所示。

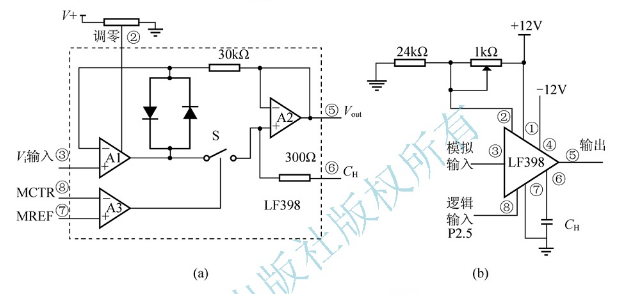


图 2.18　LF398 内部原理与应用电路

当⑧端为“1”时，使 LF398 内部开关闭合，此时 A1 和 A2 构成 1∶1 的电压跟随器，所以，$V_o = V_i$，并使迅速充电到 V_i，电压跟随器 A2 输出的电压等于 C_H 上的电压。

当⑧端为“0”时，LF398 内部开关断开，输出电压 V_o 值为控制端⑧由“1”跳到“0”时 C_H 上保持的电压，以实现保持目的。端⑧的逻辑输入再次为“1”、再次采样时，输出电压跟随变化。保持电容 C_H 应选用 300～1000pF 的高性能低漏电云母电容器。控制逻辑在高电平时为采样，在低电平时为保持。应用电路如图 2.18(b)所示，在微控制器 P2.5 端口的控制下，高电平采样，低电平保持。

2.2.3　模拟量输入通道的设计

显然，模拟量输入通道中主要器件是 A/D 转换器，了解 A/D 转换器的原理和其外特性是设计稳定、优良模拟量输入通道的基础。A/D 转换器与计算机的接口及其程序设计是设计过程中主要解决的问题。随着电子技术水平的不断提高，现在很多厂家也在设计并使用一些 A/D 转换的集成模块。

1. A/D 转换器

在过去 20 年中，A/D 转换器的设计采用了几种常见结构：逐次逼近寄存器(Successive Approximation Register，SAR)、双积分、Δ-∑ 和最近的高速流水线结构。目前常见的 A/D 转换器是采用前两种结构方式，对于转换精度高于 16 位的转换器常采用后两种方式。逐次逼近寄存器的转换速度是双积分转换速度的 100 倍以上，因此逐次逼近寄存器式 A/D 转换器广泛应用于计算机控制系统中。

1) A/D 转换器的基本工作原理

逐次逼近寄存器式 A/D 转换器原理图如图 2.19 所示。

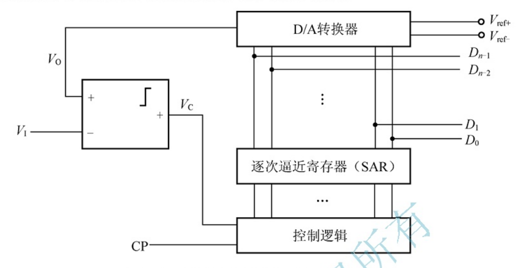


图 2.19 逐次逼近寄存器式 A/D 转换器原理图

它主要由控制时序和逻辑电路、逐次逼近寄存器、D/A 转换器和比较器 4 部分组成。逐次逼近寄存器输出二进制编码数字送到 D/A 转换器，D/A 转换后的输出电压 V_O 作为反馈电压与被转换的模拟电压 V_I 经比较器进行比较后，所得到的输出状态 V_C 控制逻辑电路，修改逐次逼近寄存器的数据，使得逐次逼近寄存器中的数据所对应的反馈电压 V_O 通过逐位近似去逼近被转换的输入电压 V_I。当 V_O 与 V_I 的电压差小于或等于 D/A 转换器的转换精度时，逐次逼近寄存器中的数字就是被转换的输入电压 V_I 所对应的二进制数字量 B。如果 A/D 转换器的位数为 n 时，二进制数字量 B 可表示为

$$B = \frac{V_I - V_{ref-}}{V_{ref+} - V_{ref-}} \times 2^n$$

2) A/D 转换器的主要性能指标及术语

(1) 分辨率(resolution)：反映输出数字量变化一个相邻数字所需输入的模拟电压的变化量，或者以最小二进制位所代表的电压量来描述。例如，对 8 位 A/D 转换器，其输出数字量的变化范围为 0～255，即输入电压最多可分为 255 份，每份对应一个最小二进制位。当输入电压为 5V 时，转换器对输入电压的分辨能力为 5V/255≈19.6mV，也就是说，只要输入电压变化量大于 19.6mV，输出数字就发生变化。

(2) 量化误差(quantizing error)：把采样电压化为某个规定的最小数量单位(量化单位 U_{LSB})的整数倍，即量化。将有限分辨率与无限分辨率的 A/D 转换特性曲线之间的最大偏差定义为量化误差。

(3) 线性度(linearity)：线性度有时又称非线性度，即实际的转换特性曲线与理想转换特性曲线之间的最大偏移量。

(4) 相对精度(relative accuracy)：符合芯片性能规定的工作条件下，某个刻度范围内对应任一输入数字的模拟量输出与理论值之差。

(5) 转换时间(conversion time)：A/D 转换器完成一次从模拟量的采样到数字量输出所需的时间。通常为 ms 级，一般约定，转换时间大于 1ms 的为低速，1μs～1ms 的为中速，小于 1μs 的为超高速。

3) 常见 A/D 转换器及其外特性

由于逐次逼近寄存器式 A/D 转换器的快速性，因此在普通 A/D 器件市场上有相当多的是采用该方法，如 8 位的 ADC0801、ADC0804、ADC0808、ADC0809，10 位的 AD7570、AD573、AD575、AD579，12 位的 AD574、AD578、AD7582。

随着半导体技术的发展，A/D 器件千变万化，设计的要求多种多样，本书不再罗列器件相关外特性数据，读者可参考生产厂家的有关技术规格手册。

2. A/D 转换**器接口及程序**设计

在模拟量输入通道的设计过程中，A/D 转换器与计算机的连接以及程序设计是其重要的组成部分。所谓硬件是基础，软件是灵魂，要做好一个系统首先要从硬件入手，同时兼顾软件设计。A/D 转换器与计算机的接口设计包括如何启动 A/D 转换，转换结束信号的处理等，而具体这些信号的产生则可以通过软件设计来完成。

1) A/D 转换器的接口技术

(1) 模拟量输入与数字量输出的连接。

在多通道的模拟量输入通道中，系统中的 A/D 转换器一般是公用的。对于这类系统，如果其中的 A/D 转换器是单通道的，如 AD574 等，就需要在模拟量输入通道中接入多路开关，有些还需要接入采样保持器。

A/D 转换器与计算机连接时，应注意构成通道的 A/D 转换器内部是否包含输出锁存器，对于不含锁存器的 A/D 转换器需要通过外接锁存器或 I/O 接口芯片与计算机连接。

(2) A/D 转换器的启动。

A/D 转换器在开始转换前都需要通过启动才能开始转换。常用的启动方式可以分为电平启动和脉冲启动两种。设计 A/D 转换器与计算机接口电路时，应根据芯片要求的启动方式选择相应的启动电路。

(3) A/D 转换器结束信号的处理。

在系统启动 A/D 转换后，A/D 转换器需要经过一定时间才能完成转换，在转换结束后 A/D 转换器发出转换结束信号，这时计算机才能将转换完成的数字量读入到计算机。计算机判断转换结束信号的方法有中断方式、查询方式和延时方式。根据选用 A/D 转换器参数的不同，可以结合系统软件的设计选择结束信号的处理方式。如参数不多且转换时间较短，则可以选用查询方式；若参数较多且转换时间较长，则可以选用中断方式。

2) A/D 转换器的程序设计

A/D 转换器程序设计主要解决 3 个方面的问题：启动 A/D 转换；等待 A/D 转换结束；读取转换结果。下面分别通过一个例子具体介绍并行 A/D 转换器和串行 A/D 转换器的连接及程序设计。

(1) 并行 A/D 转换器的典型应用。

ADC0809 是采用 CMOS 工艺制造的双列直插式单片 8 位并行 A/D 转换器，如图 2.20 所示。分辨率为 8 位，精度为 7 位，带 8 个模拟量输入通道，有通道地址译码锁存器，输出带三态数据锁存器。启动信号为脉冲启动方式，最大可调节误差为 ±1LSB，ADC0809 内部设有时钟电路，故 CLK 时钟需由外部输入，f_{clk} 允许范围为 500kHz～1MHz，典型值为 640kHz。每通道的转换需 66～73 个时钟脉冲，大约 100～110μs。工作温度范围为-40～+85℃。功耗为 15mW，输入电压范围为 0～5V，单一

+5V 电源供电。

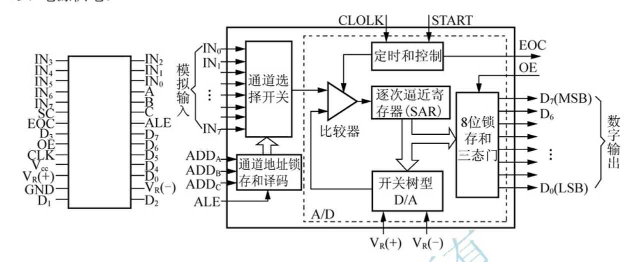


图 2.20 ADC0809 管脚与内部结构框图

① IN_0～IN_7——8 路模拟输入，通过 3 根地址译码线 ADD_A、ADD_B、ADD_C 来选通一路。

② D_7～D_0——A/D 转换后的数据输出端，为三态可控输出，故可直接和微处理器数据线连接。8 位排列顺序是 D_7 为最高位，D_0 为最低位。

③ ADD_A、ADD_B、ADD_C——模拟通道选择地址信号，ADD_A 为低位，ADD_C 为高位。地址信号与选中通道对应关系见表 2-3。

表 2-3 被选中模拟量通道数与地址信号的对应关系

被选中模拟量通道数	ADD_C	ADD_B	ADD_A
IN_0	0	0	0
IN_1	0	0	1
IN_2	0	1	0
IN_3	0	1	1
IN_4	1	0	0
IN_5	1	0	1
IN_6	1	1	0
IN_7	1	1	1

④ $V_R(+)$、$V_R(-)$——正、负参考电压输入端，用于提供片内 DAC 电阻网络的基准电压。在单极性输入时，$V_R(+)=5V$，$V_R(-)=0V$；双极性输入时，$V_R(+)$、$V_R(-)$分别接正、负极性的参考电压。

⑤ ALE——地址锁存允许信号，高电平有效。当此信号有效时，A、B、C 三位地址信号被锁存，译码选通对应模拟通道。在使用时，该信号常和 START 信号连在一起，以便同时锁存通道地址和启动 A/D 转换。

⑥ START——A/D 转换启动信号，正脉冲有效。加于该端的脉冲的上升沿使逐次逼近寄存器清零，下降沿开始 A/D 转换。如正在进行转换时又接到新的启动脉冲，则原来

的转换进程被中止，重新从头开始转换。



⑦ EOC——转换结束信号，高电平有效。该信号在 A/D 转换过程中为低电平，其余时间为高电平。该信号可作为被 CPU 查询的状态信号，也可作为对 CPU 的中断请求信号。在需要对某个模拟量不断采样、转换的情况下，EOC 也可作为启动信号反馈接到 START 端，但在刚加电时需由外电路第一次启动。

⑧ OE——输出允许信号，高电平有效。当微处理器送出该信号时，ADC0808/0809 的输出三态门被打开，使转换结果通过数据总线被读走。在中断工作方式下，该信号往往是 CPU 发出的中断请求响应信号。

ADC　0808/0809 的工作时序如图 2.21 所示。当通道选择地址有效时，ALE 信号一出现，地址便马上被锁存，这时转换启动信号紧随 ALE 之后(或与 ALE 同时)出现。START 的上升沿将逐次逼近寄存器 SAR 复位，在该上升沿之后的 2μs 加 8 个时钟周期内(不定)，EOC 信号将变低电平，以指示转换操作正在进行中，直到转换完成后 EOC 再变高电平。微处理器收到变为高电平的 EOC 信号后，便立即送出 OE 信号，打开三态门，读取转换结果。

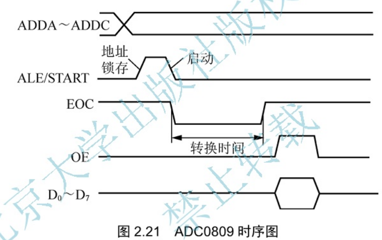


图 2.21　ADC0809 时序图

模拟输入通道的选择可以相对于转换开始操作独立地进行 (当然，不能在转换过程中进行)，然而通常是把通道选择和启动转换结合起来完成 (因为 ADC0808/0809 的时间特性允许这样做)。这样可以用一条写指令既选择模拟通道又启动转换。在与微机接口时，输入通道的选择可有两种方法，一种是通过地址总线选择，　另一种是通过数据总线选择。

如用 EOC 信号去产生中断请求，要特别注意 EOC 的变低相对于启动信号有 2μs 加 8 个时钟周期的延迟，要设法使它不致产生虚假的中断请求。为此，最好利用 EOC 上升沿产生中断请求，而不是靠高电平产生中断请求。

如图 2.22 所示，ADC0809 与 8031 单片机连接采用查询方式。分析电路图可以发现，ALE 经过二分频后可以为ADC0809 提供 500kHz 的时钟信号。当 P2.5=0 时，ADD-C、ADD-B、ADD-A 用于确定转换通道地址，××0××××××××××ADD-CADD-BADD-A，执行一条外部数据存储器输出指令，在选中八通道中的一个模拟通道同时启动 A/D 转换。然后，查询等待，当 P1.0=1 时，EOC=1，表明 A/D 转换结束，再执行一条外部数据存储

器输入指令，读取 A/D 转换结果。

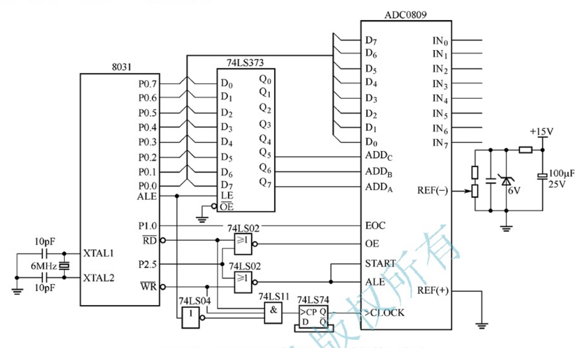


图 2.22　ADC0809 与 8031 单片机接口电路

下面的程序是采用查询方式，分别对 8 路模拟信号轮流采样一次，并依次把结果转存到内部数据存储区的采样存储程序。

```
        ORG     8000H
START:  MOV     R1, #DATA          ;置数据区首地址指针
        MOV     DPTH, #0DFH        ;P2.5=0
        MOV     DPTL, #80H         ;指向模拟通道 0
        MOV     R7, #08H           ;置通道数
LP1:    MOVX    @DPTR, A           ;锁存模拟通道地址，启动 A/D 转换
LP2:    MOV     C, P1.0            ;读 EOC 状态
        JNC     LP2                ;非 1，循环等待
        MOVX    A, @DPTR           ;读 A/D 转换结果
        MOV     @R1, A             ;存结果
        INC     R1                 ;调整数据区指针
        INC     DPTL               ;模拟通道加 1
        DJNZ    R7, LP1            ;8 个通道全采样完了吗？未完继续
        RET                        ;返回
```


(2) 串行 A/D 转换器的典型应用。

TLC2543 是 TI 公司生产的 12 位串行 A/D 转换器，使用开关电容逐次逼近技术完成 A/D 转换过程。它具有 3 个控制输入端，采用简单的 3 线 SPI 可方便地与微机进行连接，是 12 位数据采集系统的最佳选择器件之一。

TLC2543 与外围电路的连线简单，3 个控制输入端分别为 CS(片选)、输入/输出时钟(I/O CLOCK)以及串行数据输入端(DATA INPUT)。该芯片片内的 14 通道多路器可以选择 11 个输入中的任何一个或 3 个内部自测试电压中的一个，采样保持是自动的(采样率为 66 千次/s)。在工作温度范围内转换时间为 10μs，转换结束时 EOC 输出变高。转换输出信号可以选择单、双极性及数据长度，最大线性误差为+1LSB。TLC2543 每次转换和

数据传送使用 16 个时钟周期，且在每次传送周期之间插入 CS 的时序，时序如图 2.23 所示。

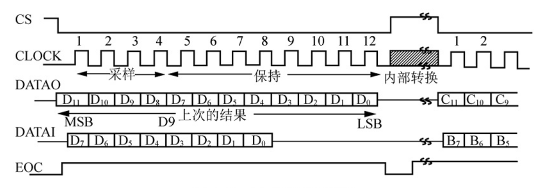


图 2.23 TLC2543 时序图

从时序图可以看出，在 TLC2543 的 CS 变低时开始转换和传送过程，I/O CLOCK 的前 8 个上升沿将 8 个输入数据位输入数据寄存器，同时它将前一次转换的数据的其余 11 位移出 DATA OUT 端，在 I/O CLOCK 下降沿时数据变化。当 CS 为高时， I/O CLOCK 和 DATA INPUT 被禁止，DATA OUT 为高阻态。

图 2.24 是一个用 TLC2543 与 8031 单片机连接的接口原理图。由于 8031 单片机不具有 SPI 或相同能力的接口，为了便于与 TLC2543 接口，采用软件合成 SPI 操作。为减少数据传送速度受微处理器的时钟频率的影响，尽可能选用较高时钟频率，应用电路如图 2.24 所示。TLC2543 的 I/O CLOCK、数据输入、片选信号由 P1.0、P1.1、P1.2 提供，转换结果由 P1.3 口读出。

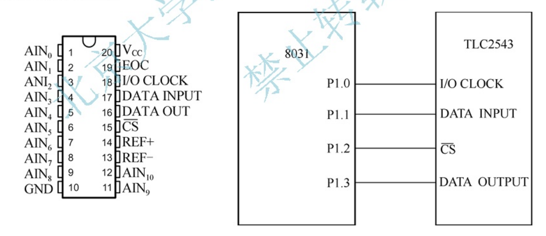
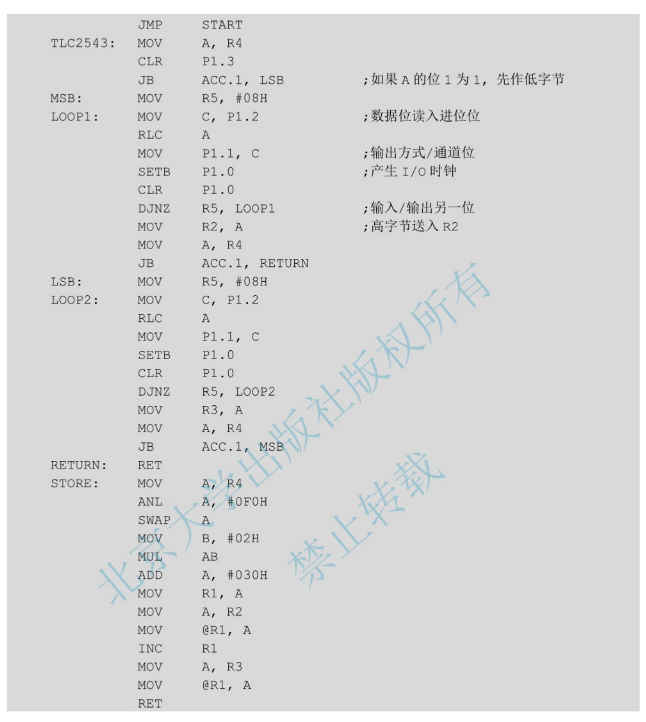


图 2.24 TLC2543 与 8031 单片机接口原理图

设通道/方式控制字存放在 R4 中，程序在读出前一次转换结果的同时，将该通道/方式控制字发送到 TLC2543 中去，转换结果存放在相邻地址的存储器中。存储器地址从 30～45H，且高字节在前，低字节在后。具体程序如下：

```
        ORG         100H
        START:      MOV     P1, #04H            ;P1 口引脚初始化
                    CLR     P1.0
                    SETB    P1.3
                    ACALL   TLC2543
                    ACALL   STORE
```



```
            JMP     START
TLC2543:    MOV     A, R4
            CLR     P1.3
            JB      ACC.1, LSB          ;如果 A 的位 1 为 1, 先作低字节
MSB:        MOV     R5, #08H
LOOP1:      MOV     C, P1.2             ;数据位读入进位位
            RLC     A
            MOV     P1.1, C             ;输出方式/通道位
            SETB    P1.0                ;产生 I/O 时钟
            CLR     P1.0
            DJNZ    R5, LOOP1           ;输入/输出另一位
            MOV     R2, A               ;高字节送入 R2
            MOV     A, R4
            JB      ACC.1, RETURN
LSB:        MOV     R5, #08H
LOOP2:      MOV     C, P1.2
            RLC     A
            MOV     P1.1, C
            SETB    P1.0
            CLR     P1.0
            DJNZ    R5, LOOP2
            MOV     R3, A
            MOV     A, R4
            JB      ACC.1, MSB
RETURN:     RET
STORE:      MOV     A, R4
            ANL     A, #0F0H
            SWAP    A
            MOV     B, #02H
            MUL     AB
            ADD     A, #030H
            MOV     R1, A
            MOV     A, R2
            MOV     @R1, A
            INC     R1
            MOV     A, R3
            MOV     @R1, A
            RET
```


以上程序用累加器和带进位的左循环移位的指令来合成 SPI 功能，读入转换结果的第一个字节的第一位到进位(C)位。累加器内容通过进位位左移，通道选择和方式数据的第一位通过 P1.1 输出。然后由 P1.0 先高后低的翻转来提供串行时钟。这个时序再重复 7 次，完成转换数据的第一个字节的传送。第二个字节由重复 8 次时钟脉冲和数据传送的整个序列来传送。

3. **模拟量输入模块**

ADAM-4000 系列是研华科技股份有限公司生产的高性能 I/O 模块，在工业控制领域中已获得广泛应用。ADAM-4000 系列提供了完整的模拟量 I/O 系列，包括模拟量输入、

热电偶输入、RTD 输入和模拟量输出模块。

ADAM-4017+(图 2.25)是 ADAM-4000 系列中的一款 8 路差分输入、16 位分辨率的模拟量采集模块。该模块有采样速度快、输入信号范围广、输入阻抗高等特点。ADAM-4017+可以输入电压或电流形式的模拟信号。由于其内部含有监视芯片，大大提高了该模块的可靠性。模拟量输入通道和模块之间还提供了 3000V 的电压隔离，这样就有效地防止模块在受到高压冲击时被损坏。模块可以采用 RS-485 总线输出形式，传送距离最远可达 1200m。



图 2.25　ADAM-4017+模块的外观

ADAM-4017+接线简单，使用方便。图 2.26 是使用工业控制机控制 ADAM-4017+的简单接线图，由于工业控制机的接口一般为 RS-232 总线形式，而 ADAM-4017+能够支持的总线形式为 RS-485 总线，因此两者通信时需要通过 RS-232/RS-485 转换器完成对传送信号的转换。

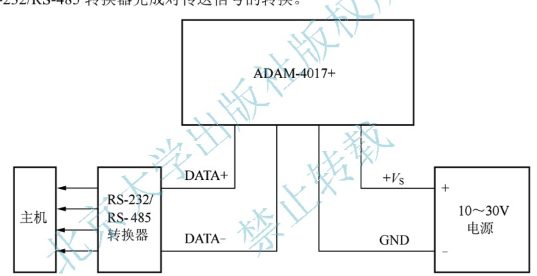


图 2.26　ADAM-4017+模块控制接线图

ADAM-4017+支持 8 路差分输入信号，并且支持 Modbus 协议。各通道可独立设置其输入范围，通过模块右侧的一个拨码开关来设置，由 INT 和 GND 接线端子的连接与否完成正常工作状态的切换。同时，ADAM-4017+还增加了 4～20mA 的输入范围，测量电流时，不需要外接电阻，只需打开盒盖，设置跳线到带有△符号指示的接线端子即可。图 2.27 为 ADAM-4017+模块差分输入接线图。

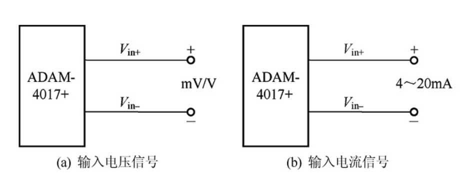
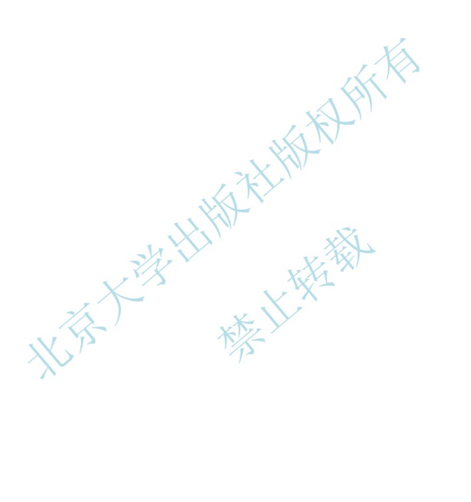


图 2.27　ADAM-4017+模块差分输入接线图



2.3 模拟量输出通道设计方法

模拟量输出通道的任务是将计算机处理后的数字量转换为模拟量，转换输出的模拟信号可能是电压或电流信号。这些转换之后的信号送入执行机构，引起执行机构动作从而达到系统对被控对象调节的目的。

2.3.1 模拟量输出通道的组成

计算机控制系统另一个重要通道是模拟量输出(Analog Output，AO)通道。它是把经过计算机或控制器处理得到的某些数据送回物理系统，对系统物理量进行调节和控制。在通道中实现数字量到模拟量的转换(D/A 转换)。模拟量输出通道的结构如图 2.28 所示。

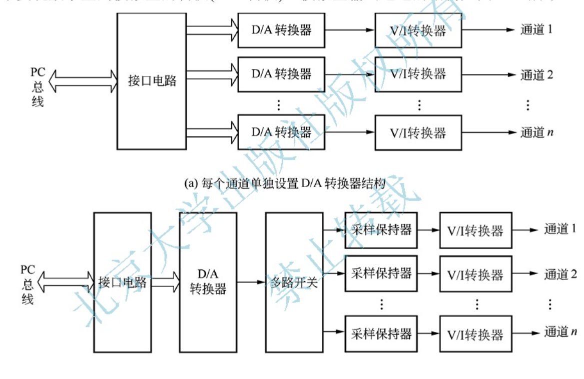


图 2.28 模拟量输出通道结构图

2.3.2 模拟量输出通道的设计

显然，在计算机控制系统中，数字量转换成模拟量是模拟量输出通道中的关键环节，而实现这种转换的 D/A 转换器(DAC)就成为关键器件。因此，D/A 转换器与计算机的接口及其程序设计也是模拟量输出通道研究的重要问题。

1. D/A 转换器

D/A 转换器是一种能将数字量转换成模拟量的电子器件。D/A 转换器的输出有电流和电压两种方式，其中电压输出型又有单极性电压输出和双极性电压输出两种方式。

1) D/A 转换器的原理

D/A 转换器一般由基准电压、解码网络、运算放大器和模拟电子开关组成。其中核心

是“解码网络”，常见的有“权电阻解码网络”和“T 型电阻解码网络”。

(1) 权电阻解码网络。

权电阻解码网络 D/A 转换器的原理图如图 2.29 所示。

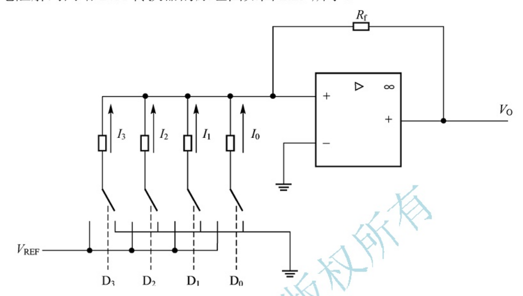


图 2.29 权电阻解码网络 D/A 转换器的原理图

图 2.29 为 4 位 D/A 转换器，V_{REF} 是精度足够的标准电源，电子开关 D_0～D_3 所接电阻分别为 8*R*、4*R*、2*R*、*R*，这些电阻称为权电阻。电子开关由对应的位来控制，如果该位为 1，电子开关闭合；为 0，电子开关断开。图中 4 位电子开关可组合成 16 种不同的电流输入。因此通过权电阻解码网络，可以把数字 0000～1111B 转换成大小不同的电流，从而在运算放大器输出端得到大小不同的电压。

一个 8 位 D/A 转换器的权电阻解码网络，最大电阻是最小电阻的 128 倍，而这些电阻的误差要求又很高，从工艺上实施有难度，所以权电阻解码网络位数越多，阻值越大，精度越难以保证。

(2) T 型电阻解码网络。

T 型电阻解码网络也称 *R*-2*R* 电阻网络，整个电路只含 *R* 和 2*R* 两种电阻，因此解决了权电阻解码网络 D/A 转换器的缺点，被广泛应用于 D/A 转换器中。

图 2.30 是 4 位 T 型电阻解码网络 D/A 转换器的电路原理图。

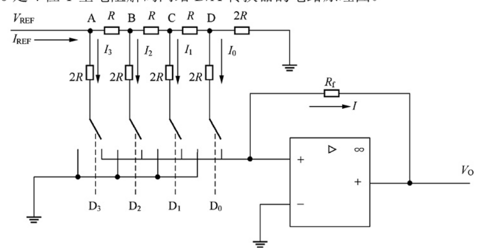


图 2.30 T 型电阻解码网络 D/A 转换器的电路原理图

T 型电阻网络中串联臂上的电阻为 R，并联臂上的电阻为 $2R$。从每个并联臂 $2R$ 电阻往右看，电阻都为两个 $2R$ 电阻并联结构，容易算出 A、B、C、D 点的电位为 V_{REF}、$(1/2R)V_{\mathrm{REF}}$、$(1/4R)V_{\mathrm{REF}}$、$(1/8R)V_{\mathrm{REF}}$，所以各支路电流 I_3、I_2、I_1、I_0 值分别为$(1/2R)V_{\mathrm{REF}}$、$(1/4R)V_{\mathrm{REF}}$、$(1/8R)V_{\mathrm{REF}}$、$(1/16R)V_{\mathrm{REF}}$。

当开关都倒向右边，对应二进制数 1111B 时，运算放大器输入电流为

$$
\begin{aligned}
I &= \frac{V_{\mathrm{REF}}}{2R} + \frac{V_{\mathrm{REF}}}{4R} + \frac{V_{\mathrm{REF}}}{8R} + \frac{V_{\mathrm{REF}}}{16R} \\
&= \frac{V_{\mathrm{REF}}}{2R}\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8}\right) \\
&= \frac{V_{\mathrm{REF}}}{2R}\left(1 + \frac{1}{2^1} + \frac{1}{2^2} + \frac{1}{2^3}\right)
\end{aligned}
$$

式中，括号内各项对应二进制数 2^0、2^1、2^2、2^3。

相应的输出电压为

$$
V_{\mathrm{O}} = -IR_{\mathrm{f}} = \frac{V_{\mathrm{REF}}}{2R} R_{\mathrm{f}} \left(1 + \frac{1}{2^1} + \frac{1}{2^2} + \frac{1}{2^3}\right)
$$

上式表明，输出电压除了和二进制数有关外，还和运算放大器的反馈电阻 R_{f}、标准电源 V_{REF} 有关。

2) D/A 转换器的主要技术指标

(1) 分辨率。

D/A 转换器的分辨率是指输出所有不连续台阶数量的倒数，而不连续输出台阶数量和输入数字量的位数有关。分辨率通常用二进制位数表示，如分辨率为 8 位的 D/A 转换器能给出满量程电压$(1/2^8)$的分辨能力。

(2) 精度。

D/A 转换器的实际输出与理想输出之间的误差就是精度，可以用转换器最大输出电压或满量程的百分比表示。它表明了 D/A 转换器的精确程度。

(3) 线性度误差。

线性度误差是 D/A 转换器的实际输出与理想输出直线之间的偏差。一个特殊的情况就是当所有数字量为 0 时，输出不是 0，则这个偏差称为零点偏移误差。

(4) 转换时间。

转换时间是完成一次转换需要的时间，就是从数字量加到 D/A 转换器的输入端到输出端稳定的模拟量需要的时间。转换时间一般由转换器件手册给出。电流型 D/A 转换器的转换速度较快，一般在几纳秒到几百微秒，电压型 D/A 转换器较慢。

2. D/A 转换器接口及程序设计

D/A 转换器是计算机控制系统重要的组成部分。设计一个D/A 转换器接口，必须要根据系统的需要选择合适的D/A 转换芯片，通过外围接口电路及器件，完成D/A 转换的信号处理。

1) D/A 转换器的接口技术

计算机与 D/A 转换器一般是通过接口电路来完成连接的。接口电路主要完成地址译

码、产生控制系统等功能。D/A 转换器与计算机连接时，主要考虑以下几方面问题。

(1) D/A 转换器中是否包含寄存器。

转换器中是否包含输入寄存器。对于 D/A 转换器中含有输入寄存器的，可以直接与计算机的数据总线连接，在数据送入寄存器后 D/A 转换就开始；如果 D/A 转换器中不含寄存器，则要通过外加寄存器或 I/O 接口芯片(如 8155、8255 等)的方式来对转换数据进行缓存。

(2) D/A 转换器控制信号的连接。

D/A 转换器的控制信号主要有片选信号、写信号及启动信号。在进行 D/A 转换时，计算机通过这些信号来控制整个 D/A 转换器的工作。

2) D/A 转换器的程序设计

(1) 并行 D/A 转换器的典型应用。

DAC0832 是采用 CMOS/Si-Cr 工艺制造的双列直插式单片 8 位 D/A 转换器，如图 2.31 所示。它可以直接与 Z80、8085、8080 等 CPU 相连，也可以与 8031 单片机相连，以电流形式输出；当转换为电压输出时，应外接运算放大器。其输出电流线性度可在满量程下调节，转换时间为 1μs。数据输入可采用双缓冲、单缓冲或直通方式 3 种方法。由于芯片内部的数据寄存器和 DAC 寄存器可以实现两次缓冲，故在输出的同时，还可以接收一个数据，提高了转换速度。当多芯片工作时，可用同步信号实现各模拟量的同时输出。

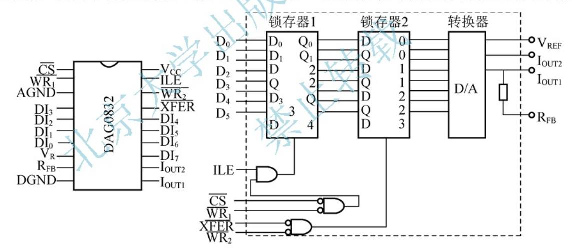


图 2.31 DAC0832 管脚图与内部结构图

DAC0832 具有双缓冲功能，输入数据可分别经过两个锁存器保存。第一个是保持寄存器，而第二个锁存器与 D/A 转换器相连。DAC0832 中的锁存器的门控端 G 输入为逻辑 1 时，数据进入锁存器；而当 G 输入为逻辑 0 时，数据被锁存。

DAC0832 具有一组 8 位数据线 D_0～D_7，用于输入数字量。一对模拟输出端 I_{OUT1} 和 I_{OUT2} 用于输出与输入数字量成正比的电流信号，一般外部连接由运算放大器组成的电流/电压转换电路。转换器的基准电压输入端 V_{REF} 一般在−10～+10V 范围内。

DAC0832 的 D/A 转换电路是一个 R-2R T 型电阻网络，实现 8 位数据的转换。对各引脚信号说明如下。

① DI_7～DI_0：转换数据输入。

② $\overline{CS}$：片选信号(输入)，低电平有效。

③ ILE：数据锁存允许信号(输入)，高电平有效。

④ $\overline{WR_1}$：第 1 写信号(输入)，低电平有效。

上述两个信号控制输入寄存器是数据直通方式还是数据锁存方式：当 ILE=1 且 $\overline{WR_1}$=0 时，为输入寄存器直通方式；当 ILE=1 且 $\overline{WR_1}$=1 时，为输入寄存器锁存方式。

⑤ $\overline{WR_2}$：第 2 写信号(输入)，低电平有效。

⑥ $\overline{XFER}$：数据传送控制信号(输入)，低电平有效。

上述两个信号控制 DAC 寄存器是数据直通方式还是数据锁存方式：当 $\overline{WR_2}$=0 且 $\overline{XFER}$=0 时，为 DAC 寄存器直通方式；当 $\overline{WR_2}$=1 且 $\overline{XFER}$=0 时，为 DAC 寄存器锁存方式。

⑦ I_{out1}：电流输出 1。

⑧ I_{out2} 电流输出 2，DAC 转换器的特性之一是 $I_{out1}+I_{out2}$=常数。

⑨ R_{FB}—反馈电阻端，0832 是电流输出，为了取得电压输出，需在电压输出端接运算放大器，R_{FB} 即为运算放大器的反馈电阻端。

⑩ V_{REF}：基准电压，其电压可正可负，范围-10～+10V。

⑪ DGND：数字地。

⑫ AGND：模拟地。

DAC0832 工作时序图如图 2.32 所示。

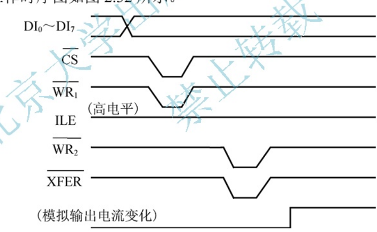
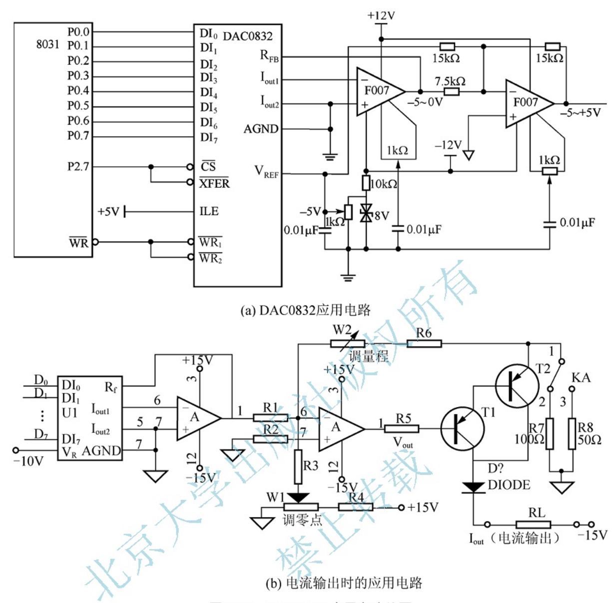


图 2.32 DAC0832 工作时序图

DAC0832 应用电路如图 2.33(a)所示，DAC0832 与 8031 单片机的连接采用单缓冲方式。当电流输出时，经常采用的 0～10mA DC 或 4～20mA DC 电流输出，如图 2.33(b)所示。

图 2.33(a)中 ILE 接+5V，I_{out2} 接地，I_{out1} 输出电流经运算放大器输出一个单极性电压(-5～0V)，通过下一级运算放大器电压转变为双极性电压(-5～+5V)。片选信号 $\overline{CS}$ 和传送信号 $\overline{XFER}$ 都接到 8031 高 8 位地址线的 P2.7，故输入寄存器和 DAC 寄存器地址都可选为 7FFFH，写选通信号 $\overline{WR_1}$、$\overline{WR_2}$ 都和 8031 的写信号 $\overline{WR}$ 连接，8031 对 DAC0832 执行一次写操作，则把一个数据直接写入 DAC 寄存器，DAC0832 输出的模拟量随之改变。通过设计程序，实现将待转换数据#nnH，通过 DAC0832 转换输出其对应的模拟量。



(a) DAC0832应用电路

(b) 电流输出时的应用电路

图 2.33　DAC0832 应用电路总图

```
        ORG         3000H
START:  MOV         DPTR,    #7FFFH    ;建立 DAC0832 地址
MOV     A,          #nnH               ;待转换数字量送入 A
LOOP:   MOVX        @DPTR,   A         ;将数字量送至 DAC0832 并启动转换
```

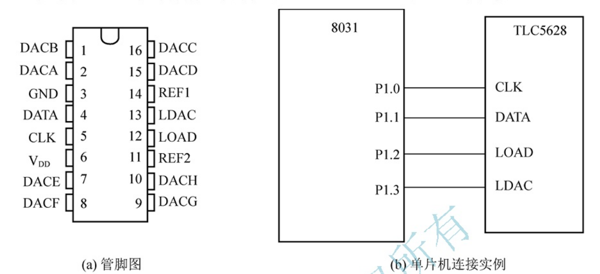
(2) 串行 D/A 转换器的典型应用。

TLC5628 是 TI 公司生产的可输出 8 路模拟电压信号的串行 D/A 转换器，采用+5V 电源供电，管脚图如图 2.34(a)所示。TLC5628 使用简单，与微处理器或单片机的连接方便。

CLK 端子是用来送入时钟脉冲信号的输入引脚。DATA 传送的 12 位数据中包括 3 位 DAC 选择地址，1 位电压范围选择位和 8 位待转换数据。DAC 寄存器是双缓冲结构，允许在进行转换的同时输入一个新的转换数据。LOAD 可以控制第一级锁存器工作，当 LOAD 为高电平时，在每个 CLK 输入时钟信号的下降沿完成锁存。而 8 个内部 DAC 寄存器是否能够输出转换的电压信号，可以通过 LDAC 来控制。

图 2.34(b)是一个用 TLC5628 与 8031 单片机连接的实例。与 TLC2543 的使用相似，

仍然采用单片机模拟信号的方式来实现 SPI 总线的效果。TLC5628 的 CLK、数据输入、LOAD 信号和 LDAC 信号分别由单片机的 P1.0、P1.1、P1.2 和 P1.3 来提供。



(a) 管脚图 (b) 单片机连接实例

图 2.34 TLC5628 与 8031 单片机接口电路

假设待转换的 8 位数据放在 30H～37H 连续 8 个寄存器中，并将这些数据分别顺序地通过 DACA～DACH 转换输出。具体程序如下：

```
        ORG     1000H
START:  MOV     P1,  #03H          ;P1 口初始化
        CLR     P1.3
        SET     P1.1
        MOV     R1,  #00H          ;高 4 位存选择通道地址和输出电压范围
        MOV     R2,  #30H          ;设置变换数据起始地址
        MOV     R3,  #08H          ;转换数据个数
OUT:    MOV     A,   R1            ;传送通道地址及输出电压范围设定
        SET     P1.3
        MOV     R4,  #04H
        MOV     R5,  #08H
LOOP1:  RLC     A                  ;将要传送数据送入 C
        MOV     P1.1, C            ;送出 1 位数据
        CLR     P1.0
        SETB    P1.0
        DJNZ    R4,  LOOP1         ;是否发送完毕？否，返回 LOOP1
        MOV     A,   @R2           ;8 位转换数据初始化
LOOP2:  RLC     A
        MOV     P1.1, C
        CLR     P1.0
        SETB    P1.0
        DJNZ    R5, LOOP1          ;8 位数据是否发送完毕？否，继续发送
        CLR     P1.3
        SETB    P1.3
        DJNZ    R3, DONE           ;8 通道转换数据是否已送出？完毕，返回
        INC     R2                 ;传送下一个数据
        XCH     A, R1              ;选择下一输出通道
        ADD     A, #20H
        XCH     A, R1
        AJMP    OUT
DONE:   RET
```

3. 模拟量输出模块

ADAM-4024(图 2.35)也是研华科技股份有限公司生产的 ADAM-4000 系列中的一款产品。它是一款具有 4 路模拟输出、12 位分辨率的模拟量输出模块。该模块具有输出误差小、输出阻抗低等特点。ADAM-4024 输入信号使用 RS-485 串行总线传送，输出信号可以是电压或电流信号。其中电压信号输出范围为 0～±10V，电流信号输出范围可以选择 0～20mA 或 4～20mA。

ADAM-4024 输出也能支持 Modbus 协议，用户可以通过配置软件配置电压或电流的建立速率和启动输出。其使用方法与ADAM-4017+相似，图2.36 和图2.37 分别为 ADAM-4024+模块控制接线图和输出接线图。

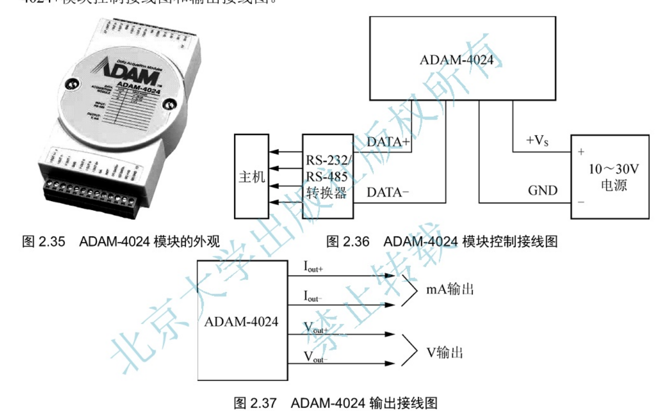


图 2.35　ADAM-4024 模块的外观

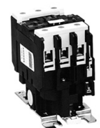
图 2.36　ADAM-4024 模块控制接线图

图 2.37　ADAM-4024 输出接线图

2.4　电气控制器与执行器

2.4.1　接触器

接触器(图 2.38)主要用于控制电动机、电热设备、电焊机、电容器组等，能频繁地接通或断开交直流主电路，实现远距离自动控制。它具有低电压释放保护功能，在电力拖动自动控制线路中被广泛应用。



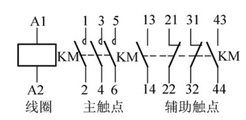



图 2.38　接触器实物图与图形符号

接触器主要由两部分组成：电磁系统和触头系统。电磁系统是动作部分，主要由铁心和线圈组成。线圈通电以后，在铁心中产生一个磁场，吸引衔铁，使衔铁向着铁心运动，并最终吸合在一起。触头系统是执行部分，动触头是与衔铁机械地固定在一起的。当动衔铁被铁心吸引而运动时，动触头亦随之运动与静触头闭合，动静触头闭合后，主电路便接通；当电源电压消失或显著降低时，线圈失去励磁或励磁不足，衔铁就会因电磁吸力的消失或过小，在释放弹簧等反力的作用下释放，脱离铁心，此时，和衔铁装在一起的动触头也与静触头脱离，切断主电路。

接触器分为直流接触器和交流接触器两种。直流接触器主要用于远距离频繁地接通与分断额定电压至 400V。额定电流至 600A 的直流电路，其线圈电源一般是直流；交流接触器主要用于远距离频繁地接通与分断电压至 380V、电流至 600A 的 50Hz 或 60Hz 的交流电路，其线圈电源一般是交流。接触器的主要控制对象是电动机。

2.4.2　电磁阀

电磁阀是用来控制流体方向的自动化基础元件，属于执行器，如图 2.39 所示，通常用于机械控制和工业阀门上面，对介质方向进行控制，从而达到对阀门开关的控制。电磁阀是受电磁力控制开/闭的阀体，主要应用于液体或气体构成的液路、气路控制场合，属于开关量执行机构，是 DO 控制。大量应用于液压，气压系统中，尤其在自动化生产线中使用广泛。

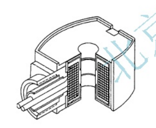



图 2.39　电磁阀电磁线圈示意图和电磁阀实物图例

与继电器工作过程类似，当电磁阀线圈通电时，铁心克服弹簧的弹力，与固定铁心吸合，阀门处于打开状态，介质从进口流向出口；反之，铁心依靠弹簧的弹力，与固定铁心脱离，阀门处于关闭状态，切断了介质的流通。这样，就可以通过油缸或气缸，推动物体的机械运动，完成进给、往复等运动。

从线圈的驱动源来看，电磁阀可分为交流、直流两种，线圈电压也有 12V、24V、48V 等。在液压控制系统中常使用换向阀，如两位三通阀、两位四通阀等。这里的“位”指电磁阀中滑阀的停留位置的个数，“通”指液体的通道数。通过控制电磁阀线圈得电/失电，改变滑阀的位置，从而改变液路的流向。

电磁阀的驱动是通过电磁线圈，只能开或关　，开关时动作时间短，比较容易被电压冲击损坏。相当于开关的作用，就是开和关两个作用。电磁阀一般断电可以复位。

2.4.3 三相异步交流电机与变频器

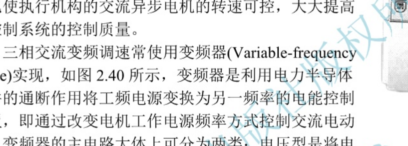
异步电动机具有结构简单，制造、使用、维护方便，运行可靠、成本低的优点，在各种电动机中应用最广，需求量最大。

在工业控制领域，三相异步交流电机使用极为广泛，其转速和交流电源的频率成正比。由于交流电源的频率固定为50Hz，所以无论是否需要，电机只要工作，都以额定转速转动，由于电机转速不可控制，因此造成了电力资源的极大浪费。

变频调速(Variable Velocity Variable Frequency)是一项集现代电力电子和计算机于一体的高效节能技术，其基本原理是通过改变电源的频率达到改变交流异步电机转速的目的。自20世纪80年代世界各国将其投入工业应用以来，变频调速显示出了强劲的竞争力，其应用领域也在迅速扩展。现在凡是可变转速的拖动系统，只要采用变频调速技术就能取得非常显著的效果，大大节约能源。变频调速也使执行机构的交流异步电机的转速可控，大大提高了控制系统的控制质量。



图 2.40 变频器实物图例



三相交流变频调速常使用变频器(Variable-frequency Drive)实现，如图2.40所示，变频器是利用电力半导体器件的通断作用将工频电源变换为另一频率的电能控制装置，即通过改变电机工作电源频率方式控制交流电动机。变频器的主电路大体上可分为两类：电压型是将电压源的直流变换为交流的变频器，直流回路的滤波是电容；电流型是将电流源的直流变换为交流的变频器，其直流回路滤波是电感。

变频器分为交—交和交—直—交两种形式。交—交变频器可将工频交流直接变换成频率、电压均可控制的交流，又称直接式变频器。而交—直—交变频器则是先把工频交流通过整流器变成直流，然后再把直流变换成频率、电压均可控制的交流，又称间接式变频器。目前常用的通用变频器属于交—直—交变频器，以下简称变频器。变频器的基本结构原理如图2.41所示。

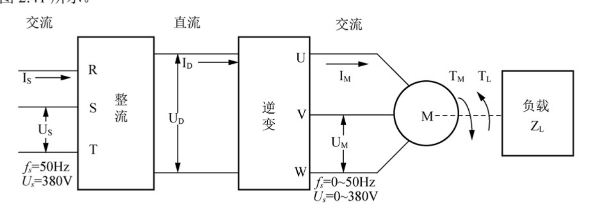


图 2.41 交—直—交变频器结构框图

变频器的工作可以分为以下两个基本过程。

(1) 先将电源的三相或单项交流电经整流桥整流成直流电(交—直变换)，这方面的技术已经解决。

(2) 再把直流电“逆变”成频率任意可调的三相交流电(直—交变换)，这是长期以来要解决和不断完善的核心问题。

变频器主要由主回路和控制回路组成，主回路包括整流器、中间直流环节、逆变器，整流器的作用是把三相(单相)交流整流成直流，逆变器可以输出任意频率的三相交流输出，中间直流环节为中间直流储能环节，控制电路常由运算电路、检测电路、控制信号的输入、输出电路和驱动电路等构成。

变频器的使用很简单，以最常用的三相交流 380V 变频器为例，交流 380V(50Hz)3 根电源线作为变频器的电源输入，变频器输出 3 根交流 380V 的电源，该输出的电源的频率是受控的。

异步电动机的转矩是电机的磁通与转子内流过电流之间相互作用而产生的，在额定频率下，如果电压一定而只降低频率，那么磁通就过大，磁回路饱和，严重时将烧毁电机。因此，频率与电压要成比例地改变，即改变频率的同时控制变频器输出电压，使电动机的磁通保持一定，避免弱磁和磁饱和现象的产生。这种控制方式多用于风机、泵类节能型变频器。

控制变频器输出的方式通常有以下 3 种。

(1) 键盘控制，采用变频器提供的控制面板上的按键改变输出频率。

(2) 模拟输入控制，从外部输入控制电压、电流等模拟量改变输出频率(该方法在变频器应用系统中用的最多)，随着变频器的数据通道的增加，目前新型的变频器还提供 RS-485 等通信接口，通过上位机进行输出频率控制。

(3) 开关量控制，通过外部继电器控制变频器工作在某些固定的频段上。

此外，变频器还提供正转、反转等控制端子。控制变频器时，微控制器需要提供两路开关量输出，分别控制变频器启动/停止、正转/反转，提供 1 路模拟量输出(一般是 4～20mA 或 0～5V)控制变频器的频率输出。

变频器的安装使用很方便，有两类导线与变频器连接。

(1) 电源线，包括从外部引入的三相电源(3 根)和输出到三相异步交流电机的三相电源(3 根)。

(2) 控制线(小信号线)，包括两组开关量和一组模拟量。由于变频器干扰严重，所有信号线需采用屏蔽线，且屏蔽线按要求接变频器提供的地线。

在使用变频器的系统中，一定要注意地线的处理，变频器一定要按要求接地，计算机控制系统和变频器应一点接地，此外还要注意计算机控制系统的供电部分，尽量避免受变频器的影响。

2.4.4 执行器的作用

工业生产过程自动调节系统一般都是由检测、调节、执行等部分和调节对象所组成。生产过程的被控变量从变送器引入，经 CPU 运算处理后输出操作指令给执行器控制生产过程，执行器将操作指令进行功率放大，并转换为输出轴相应的转角或直线位移，连续地或断续地去推动各种控制机构，如控制阀门、挡板，控制操纵变量变化，以完成对各种被控参量的控制。

执行器主要由执行机构和调节机构两部分组成，将调节控制信号转换成为力或力矩的部分叫做电动执行机构，而各种类型的调节阀或其他类似作用的调节设备则统称为调节机

构。调节机构也称为控制机构、调节阀或控制阀。

执行器和执行机构是两个不同的概念，如果执行机构安装在调节阀上，二者的组合应称为执行器，或者说，带有调节阀的执行机构是执行器，执行机构是执行器的组成部分之一。

凡是涉及流体的连续自动控制系统，一般都是用控制阀作为控制机构，因为这种方式投资最少而且又简单实用。但是，随着变频技术的发展，用变频器控制泵和风机转速来控制流体的流量的方式开始增多，因为这种方式既节余额能源，又能提高控制质量，但这种方式的投资较大。

执行机构的特性对控制系统的影响，丝毫不比其他环节小，即使采用了最先进的控制器和昂贵的计算机，若执行环节上设计或选用不当，那么整个系统就不能发挥作用。

控制阀直接与介质接触，常在高压、高温、深冷、高黏度、易结晶、闪蒸、汽蚀、高压差等状况下工作，使用条件恶劣，因此，它是控制系统的薄弱环节。

执行器接收调节仪表的信号有气信号和电信号之分。其中，气信号范围均采用0.2～1 公斤力/厘米^2(0.02～0.1MPa)；电信号则又有断续信号和连续信号之分，断续信号通常指二位或三位开关信号，连续信号指来自电动单元组合式调节仪表的信号，有0～10mA 和 4～20mA 直流电流两种范围。

执行器按所用驱动能源来分，有气动执行器、电动执行器和液动执行器三大类产品，其特点比较见表 2-4。

表 2-4 气、电、液执行器特点比较

比较项目	气动执行器	电动执行器	液动执行器
结构	简单	复杂	简单
体积	中	小	大
推力	中	小	大
配管配线	较复杂	简单	复杂
动作滞后	大	小	小
频率响应	狭	宽	狭
维护检修	简单	复杂	简单
使用场合	防火防爆	隔爆型才防火防爆	要注意火花
温度影响	较小	较大	较大
成本	低	高	高

在气动执行器和电动执行器两大类产品中，除执行机构部分不同外，调节机构部分均采用各种通用的调节阀，这对生产和使用都有利。

近年来，工业生产规模不断扩大，并向大型化、高温高压化发展，对工业自动化提出了更高的要求。为了适应工业自动化的需要，在气动执行机构方面除薄膜执行机构外，已发展有活塞执行机构、长行程执行机构和滚筒膜片执行机构等产品。在电动执行机构方面，除角行程执行机构外，已发展有直行程执行机构和多转式执行机构等产品。在调节阀方面，除直通单座、双座调节阀外，已发展有高压调节阀、蝶阀、球阀、偏心旋转调节阀等产品。同时，套筒调节阀和低噪音调节阀等产品也正在发展中。

此外，随着电子计算机在工业生产过程自动调节系统中推广应用，接收串行或并行数字信号的执行器也正在发展，但目前大多数是专用的。液动执行器在工业生产过程自动调节系统中目前使用不广。

2.4.5 执行器的构成

1. 气动执行器构成

气动执行器(气动调节阀)是以压缩空气为动力能源的一种自动执行器，如图 2.42 所示。它接收调节仪表送来的压力信号直接改变被调介质(如液体、气体、蒸汽等)的流量，使生产过程按预定的要求正常进行，实现生产过程自动化。

由于气动执行器具有结构简单、动作可靠、性能稳定、价格低廉、维修方便、防火防爆等特点，它不仅能与气动调节仪表、气动单元组合仪表配用，而且通过电—气转换器或电—气阀门定位器还能与电动调节仪表、电动单元组合仪表配用，因此气动执行器广泛用于化工、石油、冶金、电站等工业部门中。

气动执行器主要有两种构成：开环和闭环。开环气动执行器只能用在控制精度要求不高的场合；闭环气动执行器用在控制精度要求较高的场合。



图 2.42 常见气动调节阀图例

2. 电动执行器构成

电动执行器(电动调节阀)是电动调节系统的一个重要组成部分，如图 2.43 所示。它把来自调节仪表的输出电信号(或其他调节、控制信号)用电动执行机构将其转换成为适当的力或力矩以推动各种类型的调节阀(或其他调节机构)，从而达到连续调节生产过程中有关管路内流体的流量，或简单地开启和关闭阀门以控制流体的通断。当然，电动执行器也可以调节生产过程中的物料、能源(如电力)等，不同之处仅在于不同的调节机构。



图 2.43 常用电动调节阀

电动执行器主要有 3 种构成：遥控操作执行器；积分式执行器；比例式执行器。虽然电动执行机构类型和动作方式不同，但它的主要部件不外乎有伺服电动机、减速路、位置发信器和伺服放大器等，如图 2.44 所示，所不同的是具体每个执行机构各个部件的结构

形式和工作原理不同。

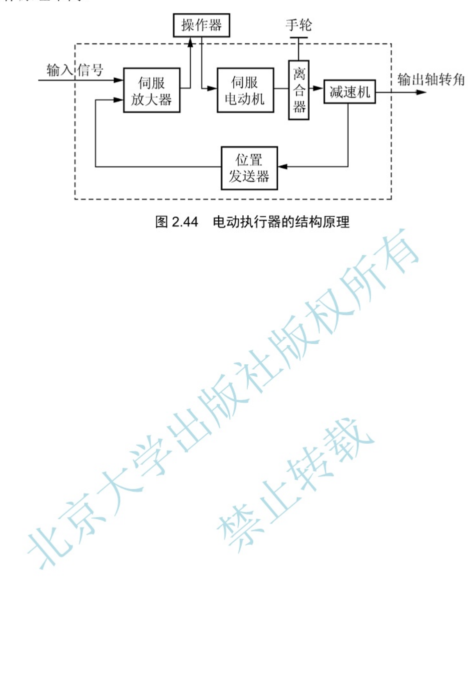


图 2.44　电动执行器的结构原理

伺服放大器将输入信号 I_i 和反馈信号 I_f 相比较，得到差值信号 $\Delta I(\Delta I=\sum I_i-I_f)$。当差值信号 $\Delta I>0$ 时，ΔI 经伺服放大器功率放大后，驱动伺服电机正转，再经机械减速器减速后，使输出转角 θ 增大。输出轴转角位置经位置发送器转换成相应的反馈电流 I_f，反馈到伺服放大器的输入端使 ΔI 减小，直至 $\Delta I=0$ 时，伺服电机才停止转动，输出轴就稳定在与输入信号相对应的位置上。反之，当 $\Delta I<0$ 时，伺服电机反转，输出轴转角 θ 减少，I_f 也相应减小，直至使 $\Delta I=0$ 时，伺服电机才停止转动，输出轴稳定在另一个新的位置上。

电动执行器与气动执行器相比，具有动作灵敏，能源取用方便，信号传输迅速和传输距离远等优点。它的不足之处是只能做到隔爆型结构，适用于防爆要求不太高的场所。

电动执行机构根据不同的使用要求，有简有繁，最简单的是电磁阀上的电磁铁。除此之外，都用电动机作为动力元件推动调节机构。调节机构使用得最普遍的是调节阀，它与气动执行器用的调节阀完全相同。

电动执行机构使用范围较广，它与调节机构连接应用于各种生产设备，完成各种控制任务。

2.4.6 执行机构

1. 分类及特点

电动执行机构更多的是与 DCS(分散控制系统)和 PLC(可编程序控制器)配合使用。电动执行机构具有体积小、信号传输速度快、灵敏度和精度高、安装接线简单、信号便于远传等优点。采用电动执行机构，在改变控制阀开度时需要供电，在达到所需开度时就可不再供电，因此，从节能方面看，电动执行机构比气动执行机构有明显节能优点。采用电动执行机构，不仅可减少采用气动执行机构所需的气源装置和辅助设备，也可减少执行机构的重量。

电动执行机构的缺点是应用结构复杂、输出力矩小、不能变速(指未采用变频器的执行机构)、流量特性由控制机构确定等。为避免电动机温升过高，一般不允许电动机频繁动作，这使得自动控制系统很难提高控制准确度。

气动执行机构具有结构简单、安全可靠、输出力矩大、价格便宜、本质安全防爆等优点。与电动执行机构比较，输出扭矩大，可以连续进行控制，不存在频繁动作而损坏执行器的缺点。应用气动执行器需要压缩空气作为动力源，要有专门的供气、净化系统。一旦气源发生故障，如气源净化不纯，所含杂质和水分容易堵塞和冰冻阀门定位器中的气路，往往会给自动控制系统带来灾难性后果。气动执行机构在整个运行过程中都需要有一定的气压，虽然可采用消耗量小的放大器等，但日积月累，耗气量仍是巨大的。

气动执行机构一般要配合气动控制器使用，而气动控制器控制准确度无法和电动控制器或 DCS 相比。为了弥补这种缺陷，现场使用电—气动转换装置，才能用 DCS 来驱动气动执行机构，以提高控制准确度。虽然能提高控制准确度，但由于转换环节等因素的作用，准确度仍不尽如人意。

液动执行机构输出扭矩最大，也不怕执行机构的频繁动作，往往用于主汽门和蒸汽控制门的控制，但其结构复杂，体积庞大，成本较高。

近年来，随着变频调速技术的应用，一些控制系统已采用变频器和相应的电动机(泵)等设备组成新的执行器。新一代的变频智能电动执行机构将变频技术和微处理器有机结

合，通过微处理器控制变频器改变供电电源的频率和电压，实现自动控制电动机的输出轴转动的速度，从而改变操纵量，控制生产过程。

2. **技术特性**

1) 气动执行机构

在现代工业中，电动设备远比气动设备普遍，因为气动设备需要在气源上花费较大的投资，而且敷设管道也比敷设导线麻烦，气动信号的传递速度也远不如电信号快。但是在某些场合，气动设备的优越性不可忽视。首先是在防爆安全上，气动设备不会有火花及发热问题。它排出的空气还有助于驱散易燃易爆和有毒有害气体。而且气动设备在发生管路堵塞、气流短路、机件卡涩等故障时绝不会发热损坏。在耐潮湿和恶劣环境方面也比电动设备强。工业生产现场往往有环境恶劣易燃易爆的场合，为了安全可靠起见，常常宁愿多花投资采用气动执行机构。甚至为此需要先把电信号转变为气信号，再用气动执行机构。对气动执行机构的要求是气源设备运行安全可靠，气压稳定，压缩空气无水、无灰、无油，应是干净的气体。

2) 电动执行机构

电动执行机构分为电磁式和电动式两类，前者以电磁阀及用电磁铁驱动的一些装置为主，后者由电动机提供动力，输出转角或直线位移，用来驱动阀门或其他装置的执行机构。对电动式机构的特性要求主要有以下几个方面。

(1) 要有足够的转(力)矩。对于输出为转角的执行机构要有足够的转矩，对于输出为直线位移的执行机构也要有足够的力矩，以便克服负载的阻力。

(2) 要有自锁特性。减速器或电机的传动系统中应该有自锁特性，当电机不转时，负载的不平衡力(如闸板阀的自重)不可引起转角或位移的变化。为此，常要用蜗轮蜗杆机构或电磁制动器。有了这样的措施，在意外停电时，阀位就能保持在停电前的位置上。

(3) 能手动操作。停电或控制器发生故障时，应该能够在执行机构上进行手动操作，以便采取应急措施。因此，必须有离合器及手轮。

(4) 应有阀位信号。在执行机构进行手动操作时，为了给控制器提供自动跟踪的依据(跟踪是无扰动切换的需要)，执行机构上应该有阀位输出信号。这既是执行机构本身位置反馈的需要，也是阀位指示的需要。

(5) 具有阀位与力(转)矩限制。为了保护阀门及传动机构不致因过大的操作力而损坏，执行机构上应有机械限位、电气限位和力或转矩限制装置。它能有效保护设备、电机和阀门的安全运行。

除了以上要求之外，为了便于和各种阀门特性配合，最好能在执行机构上具有可选择的非线性特性。为了能和计算机配合，最好能直接输入数字或数字通信信号。近年来的执行机构带有带 PID 运算功能，这就是数字执行机构、现场总线执行机构或智能执行机构。

2.4.7 调节机构(控制阀)

1. **重要性**

凡是涉及流体的连续自动调节系统，除了极少数情况下用变频调速控制泵的办法之外，

一般都是用调节阀作为执行器，因为这种办法投资最少而且又简单实用。调节阀的特性对整个系统的调节作用至关重要。

从习惯来说，控制机构就是控制阀，控制阀用于控制操纵变量的流量。从控制系统整体看，一个控制系统控制得好不好，都要通过控制机构来实现。

2. **技术特性**

控制阀与工业生产过程控制的发展同步进行。为提高控制系统的控制品质，对组成控制系统各组成环节提出了更高要求。例如，对检测元件和变送器要求有更高的检测和变送精确度，要有更快的响应和更高的数据稳定性；对控制阀等执行机构要求有更小的死区和摩擦，有更好的复现性和更短的响应时间，并能够提供补偿对象非线性的流量特性等。

根据不同的使用要求，控制阀的结构形式很多，如图 2.45 所示。

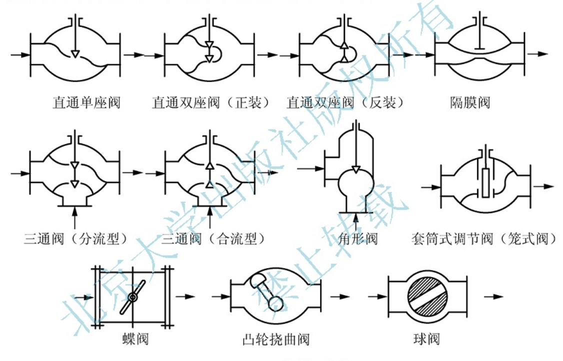


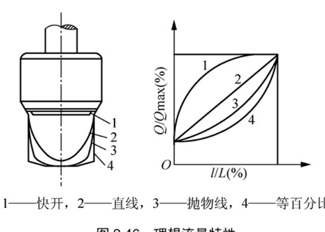
图 2.45　控制阀结构

调节阀的流量特性是指介质流过调节阀的相对流量 $q/q_{\max}$ 与相对位移(即阀芯的相对开度)l/L 之间的关系，即

$$\frac{q}{q_{\max}} = f\left(\frac{l}{L}\right)$$

由于调节阀开度变化时，阀前后的压差 ΔP 也会变，从而流量 q 也会变。为分析方便，称阀前后的压差不随阀的开度变化的流量特性为理想流量特性；阀前后的压差随阀的开度变化的流量特性为工作流量特性。如图 2.46 所示，对不同的阀芯形状，具有不同的理想流量特性：直线流量特性、等百分比流量特性、抛物线流量特性、快开流量特性。

各种调节阀，其特性都不过零(都有泄漏)，为此常接入截止阀。



1——快开，2——直线，3——抛物线，4——等百分比

图 2.46　理想流量特性

2.5　小　　结

过程通道的设计是计算机控制系统设计的重要组成部分。计算机控制系统的过程通道有数字量输入通道、数字量输出通道、模拟量输入通道和模拟量输出通道。

数字量过程通道主要处理开关信号和脉冲信号。数字量输入通道主要由信号调理电路、输入调理电路、系统设置开关等组成。数字量输出通道主要由输出接口电路、驱动电路等组成。

模拟量输入通道的任务是把检测机构送入的模拟量通过 A/D 转换器转换为数字量送入计算机，再由计算机进行下一步处理。该通道主要由信号调理电路、多路开关、放大器、采样保持器、A/D 转换器及其接口电路组成。模拟量输出通道的任务是将计算机处理后的数字量通过 D/A 转换器转换成模拟量，然后送到驱动执行机构对被控对象进行调整。模拟量输出通道有多通道共用 D/A 转换器和各通道单独设置 D/A 转换器两种结构形式。

将变频器应用于可变转速的交流异步电机拖动系统，不仅大大节约能源，也提高了控制系统的控制质量。执行器主要由执行机构和控制机构两部分组成，执行机构和调节阀的特性对控制系统的影响，丝毫不比其他环节小，即使采用了最先进的控制器和昂贵的计算机，若执行环节上设计或选用不当，那么整个系统也不能发挥作用。



知识扩展

变频器(Variable-frequency Drive, VFD)是通过改变电机工作电源频率方式来控制交流电动机的电力控制设备，主要由整流、滤波、逆变、制动单元、驱动单元、检测单元和微处理单元等组成。变频器是利用电力半导体器件的通断作用将工频电源转换为另一频率的电能控制装置，能实现对交流异步电动机的软启动、调压、调速、过流/过压/过载保护等功能。随着工业自动化程度的提高，变频器也得到了更广泛的应用。

根据分类方法不同，变频器可以分为多种，如按照电压性质，可以将变频器分为交流变频器(包括交—直—交和交—交变频器)与直流变频器(直—交变频器)；如按照主电路工作方法，可以将变频器分为电压型变频器和电流型变频器；如按照国际区域，可以将变频器分为国产变频器(安邦信、浙江三科等)和欧美(ABB、西门子、三菱等)。图 2.47 为不同厂家的变频器。

目前市场上变频空调节能是空调界的一大卖点，思考一下，变频空调真的能节能吗？

如何节能？



图 2.47　不同厂家的变频器

2.6　习　　题

1. 根据信号的形式不同，可以将过程通道分为_________和__________；根据信号的方向不同，可以将过程通道分为_________和__________。

2. 数字量输入常见的 3 种形态包括下面的(　　)。
   A. 外部的开关信号及逻辑电平信号
   B. 数字脉冲信号
   C. 系统设置开关
   D. 4～20mA 的标准电流信号

3. 计算机控制系统中过程通道主要由哪些部分构成？各部分作用有哪些？

4. 数字量输出电路主要有：__________、__________、__________、_________和_________。

5. 传感器或变送器可以转换为的模拟量标准信号为(　　)。
   A. 0～−10V　　　B. 0～5V
   C. 4～20mA　　　D. 0～20mA

6. 试用 CD4051 设计一个 32 路模拟多路开关，画出电路图并简述其工作原理。

7. 采用 74LS244 和 74LS273 与 PC 总线工业控制机接口设计 8 路数字量输入接口和 8 路数字量输出接口，请画出接口电路原理图，并分别编写数字量输入和数字量输出程序。

8. 用 ADC0809 通过 8255 与 PC 接口，画出接口原理图，并设计 8 路模拟量的数据采集程序。

9. 在一个由 8031 单片机与一片 TLC2543 组成的数据采集系统中，TLC2543 的各通道地址为 7FF8H～7FFFH。试画出有关逻辑框图，并编写出每隔 1min 轮流采集一次 8 个通道数据的程序。共采样 100 次，其采样值存入片外 RAM 中从 3000H 开始的存储单元中。

10. DAC0832 与 CPU 有几种连接方式，它们在硬件接口及软件设计方面有什么不同？用 DAC0832 设计一个双缓冲的 D/A 转换器，要求画出接口电路，并编写出程序。

11. 设计 8031 与 TLC5628 的接口电路，要求 TLC5628 的 8 路通道地址为 7FF0H～7FF8H，并设计程序完成将片外数据存储器中从 100H 开始的 256 个数据依次在 8 路输出通道输出。

12. 采用 DAC 0832 和 PC 总线工业控制机接口设计 D/A 转换器，请画出接口电路原

理图，并编写 D/A 转换程序。

13. DAC0832 和 ADC0809 在与 8031 单片机连接时各有哪些控制信号 ？其作用是什么？



第 3 章　数字程序控制系统

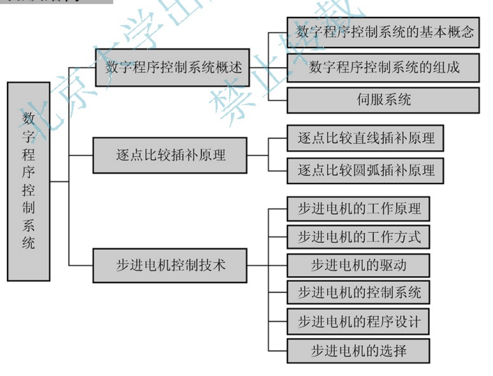
教学提示

数字程序控制是自动控制领域的一个重要方面，它广泛应用于生产自动化流水线控制、机床控制、运输机械控制等许多工业自动控制系统中，其典型的应用就是改造普通机床的控制系统。经数字程序控制改造后的机床具有加工精度高，生产效率高，加工形状复杂零件的能力强，加工零件范围广等特点。这类的机床也就是目前在工业机械加工过程中被广泛使用的数字控制机床，又称数控机床。数字程序控制既可以采用硬件控制系统又可以采用微型计算机控制系统来实现。这里仅介绍如何采用微型计算机来实现数字程序控制。

教学要求

通过本章的学习，要求掌握数字程序控制的原理及数字程序控制方式，逐点比较插补原理，步进电动机的原理和工作方式。

本章知识结构



【引言】



经过金工实习的同学见到右边这幅图片一定会感觉很熟悉，这就是数字控制机床(computer numerical control machine tools)，简称数控机床，是一种装有程序控制系统的自动化机床。该控制系统能够逻辑处理具有控制编码或其他符号指令规定的程序，并将其译码，用代码化的数字表示，通过信息载体输入数控装置,经运算处理由数控装置发出各种控制信号，控制机床的动作，按图纸要求的形状和尺寸，自动地将零件加工出来。数控机床具有对加工对象适应性强、加工精度高、可靠性强、能加工形状复杂的零件和便于改变加工零件品种、生产效率高、自动化程度高、有利于生产管理的现代化等特点，是机床自动化的一个重要发展方向。

本章主要介绍数字程序控制系统的基本概念及组成、逐点比较插补原理以及作为数字程序控制系统中接收计算机输出的步进电机控制技术。

3.1 数字程序控制系统的概述

能根据输入的指令和数据，控制生产机械按规定的工作顺序、运动顺序、运动距离和运动速度等规律而自动完成工作的自动控制称为数字程序控制。数字程序控制装置随着微型计算机的大量涌现而得到了广泛应用，如数控机床、线切割机以及低速小型数字绘图仪等，它们都是利用数字程序控制原理实现控制的机械加工设备或绘图设备。对于不同的设备，其控制系统有所不同，但其基本的数字程序控制原理是相同的。

3.1.1 数字程序控制系统的基本概念

数字程序控制系统由输入装置、输出装置、控制器和插补器四大部分组成。其中，控制器和插补器的功能以及部分输入、输出装置的功能由计算机承担。

下面结合一个具体实例来说明数字程序控制系统的基本原理。对于图 3.1 所示的平面图形中曲线 *abcd*，如何用计算机在绘图仪或加工装置上重现？

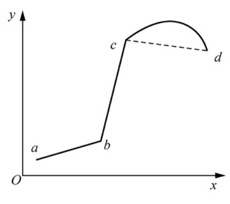


图 3.1 曲线分段

(1) 将该图分割成了 3 段，即$\overline{ab}$、$\overline{bc}$和$\overset{\frown}{cd}$，其中$\overline{ab}$、$\overline{bc}$为直线段，$\overset{\frown}{cd}$为曲线段，然后把 a、b、c、d 这 4 点坐标记下并送入计算机。图形分割的原则是：应保证线段所连成的曲线(折线)与原图形的误差在允许范围之内。由图 3.1 可见，用$\overline{ab}$、$\overline{bc}$、$\overset{\frown}{cd}$表示显然比$\overline{ab}$、$\overline{bc}$、$\overline{cd}$要精确得多。

(2) 当给定 a、b、c、d 各点坐标 x 和 y 值之后，还要确定各坐标值之间的中间值。求得这些中间值的计算方法称为插值或插补。插补运算的宗旨是通过给定的基点坐标，以一定的速度连续定出一系列中间点，而这些中间点的坐标是以一定的精度逼近给定的线段。

从理论上说，插补的形式可以用任意函数形式，但为了简化插补运算过程和加快插补速度，常用的是直线插补和二次曲线插补两种形式。所谓直线插补是指在给定的两个基点之间用一条近似直线来逼近，也就是由此定出的中间点连接起来的折线近似于一条直线，并不是真正的直线。所谓二次曲线插补是指在给定的两个基点之间用一条近似曲线来逼近，也就是实际的中间点连线是一条近似于曲线的折线弧。常用的二次曲线有圆弧、抛物线和双曲线等。对图 3.1 所示的图形来说，显然$\overline{ab}$和$\overline{bc}$的线段用直线插补，$\overset{\frown}{cd}$线段用圆弧插补是合理的。

(3) 把插补运算过程中定出的各中间点，以脉冲信号形式去控制 x、y 方向上的步进电动机，带动画笔、刀具或线电极运动，从而绘出图形或加工出符合要求的轮廓来。这里每一个脉冲信号代表步进电动机走一步，即画笔或刀具在 x 方向或 y 方向移动一个位置。人们把对应于每个脉冲移动的相对位置称为脉冲当量，又称为步长，常用 Δx 和 Δy 来表示，并且总是取 $\Delta x = \Delta y$。

图 3.2 是一段用折线逼近直线的直线插补线段，其中$(x_0,\ y_0)$代表该线段的起点坐标值，$(x_e,\ y_e)$代表终点坐标值，那么 x 方向和 y 方向应移动的总步数 N_x 和 N_y 分别为

$$N_x = \frac{x_e - x_0}{\Delta x} \tag{3.1}$$

和

$$N_y = \frac{y_e - y_0}{\Delta y} \tag{3.2}$$

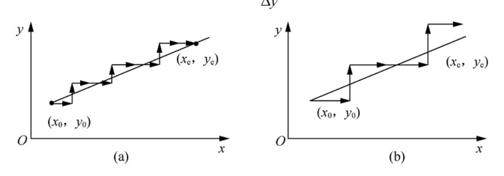


图 3.2 用折线逼近直线段

如果把 Δx 和 Δy 定义为坐标增量值，即 x_0 和 y_0，x_e 和 y_e 均是以脉冲当量定义的坐标值，则

$$N_x = x_e - x_0 \tag{3.3}$$

$$N_y = y_e - y_0 \tag{3.4}$$

所以，插补运算就是如何分配这两个方向上的脉冲数，使实际的中间点轨迹尽可能地

逼近理想轨迹。由图 3.2 可见，实际的中间点连线是一条由 Δx 和 Δy 增量值组成的折线，只是由于实际的 Δx 和 Δy 的值很小，眼睛分辨不出来，看起来似乎和直线一样而已。显然，Δx 和 Δy 的增量值越小，就越逼近于理想的直线段，图中均以“→”代表 Δx 和 Δy，只不过图 3.2(b)中的长度是图 3.2(a)的 2 倍，但是后者插补精度比前者高。

实现直线插补和二次曲线插补的方法有多种，常见的有数字脉冲乘法器(MIT 法，因为它由麻省理工学院首先使用)，数字积分法(数学微分分析器——DDA 法)和逐点比较法(富士通法或醉步法)等，其中又以逐点比较法使用最广。因此下面将在 3.2 节专门阐述逐点比较法的插补原理，而其他方法的插补原理受篇幅限制就不一一阐述了。

3.1.2 数字程序控制系统的组成

数字程序控制系统主要分为开环数字控制和闭环数字控制，由于它们的控制原理不同，因此其系统的结构差异很大。

1. 闭环数字控制

闭环数字控制的结构图如图 3.3 所示。这种结构的执行机构多采用直流电动机(小惯量伺服电动机和宽调速力矩电动机)作为驱动器件，反馈测量器件采用光电编码器(码盘) 、光栅、感应同步器等。该控制方式主要用于大型精密加工机床，但其结构复杂，难于调整和维护，一些常规的数控系统很少采用。

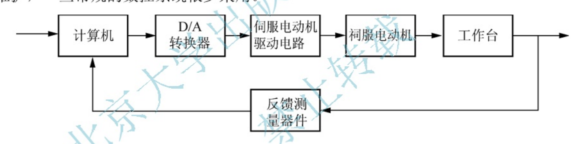


图 3.3 闭环数字控制的结构图

2. 开环数字控制

随着计算机技术的发展，开环数字控制得到了广泛的应用。如各类数控机床、线切割机、低速小型数字绘图仪等，它们都是利用开环数字控制原理实现机械加工设备或绘图设备的控制。开环数字控制的结构图如图 3.4 所示，这种控制结构没有反馈检测器件，工作台由步进电动机驱动。步进电动机接收步进电动机驱动电路发来的指令脉冲并做相应的旋转，把刀具移动到与指令相当的位置，至于刀具是否到达了指令脉冲规定的位置，那是不受任何检查的，因此这种控制的可靠性和精度基本上由步进电动机和传动装置来决定。

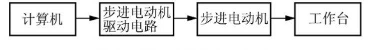


图 3.4 开环数字控制的结构图

开环数字控制结构简单，并且可靠性高、成本低、易于调整和维护，应用最为广泛。由于采用了步进电动机作为驱动器件，使得系统的可靠性变得更加灵活，更易于实现各种插补运算和运动轨迹控制。

3.1.3 伺服系统

在数字程序控制系统上伺服驱动系统接收来自插补装置或插补软件产生的进给脉冲指令，经过一定的信号变换及电压、功率放大，将其转化为机床工作台相对于切削刀具的运动，主要通过对步进电机、交/直流伺服电机等进给驱动元件的控制来实现。

伺服驱动系统作为一种实现切削刀具与工件间驱动和执行机构，是数字程序控制系统的一个重要部分，在很大程度上决定了数字程序控制系统的性能。数字程序控制系统的最高转动速度、跟踪精度、定位精度等一系列重要指标主要取决于伺服驱动系统性能的优劣。

1. 数字程序控制系统对伺服系统的要求

数字程序控制系统的伺服系统应满足以下基本要求。

(1) 精度高。数字程序控制系统不可能像传统机床那样用手动操作来调整和补偿各种误差，因此它要求很高的定位精度和重复定位精度。所谓精度是指伺服系统的输出量跟随输入量的精确程度。脉冲当量越小，机床的精度越高。一般脉冲当量为0.01～0.001mm。

(2) 快速响应特性好。快速响应是伺服系统动态品质的标志之一。它要求伺服系统跟随指令信号不仅跟随误差小，而且响应要快，稳定性要好。即系统在给定输入后，能在短暂的调节之后达到新的平衡或受外界干扰作用下能迅速恢复原来的平衡状态。一般是在200ms以内，甚至小于几十毫秒。

(3) 调速范围要大。由于工件材料、刀具以及加工要求各不相同，要保证数字程序控制系统在任何情况下都能得到最佳切削条件，伺服系统就必须有足够的调速范围，既能满足高速加工要求，又能满足低速进给要求。调速范围一般大于1∶10000，而且在低速切削时，还要求伺服系统能输出较大的转矩。

(4) 系统可靠性要好。数字程序控制系统的使用率要求很高，常常是24小时连续工作不停机，因而要求其工作可靠。系统的可靠性常用发生故障时间间隔长短的平均值(平均无故障时间)作为依据，这个值越大可靠性越好。

2. 数字程序控制系统伺服驱动系统的分类

伺服系统有多种分类方法，可简述如下。

(1) 按驱动方式可分为液压伺服系统、气压伺服系统和电气伺服系统。

(2) 按执行元件的类别可分为直流电动机伺服系统、交流电动机伺服系统和步进电动机伺服系统。

(3) 按有无检测元件和反馈环节可分为开环伺服系统、闭环伺服系统和半闭环伺服系统。

(4) 按输出被控制量的性质可分为位置伺服系统和速度伺服系统。

数字程序控制系统的精度与其使用的伺服系统类型有关。步进电动机开环伺服系统的定位精度是0.01～0.005mm；对精度要求高的大型数控设备，通常采用交流或直流，闭环或半闭环伺服系统。

对高精度系统必须采用高精度检测元件，如感应同步器、光电编码器或磁尺等。对传

动机构也必须采取相应措施，如采用高精度滚珠丝杠等。闭环伺服系统定位精度可达0.001～0.003mm。

数字程序控制系统其他部分还包括辅助装置和机床本体。辅助装置主要包括自动换刀装置(Automatic Tool Changer，ATC)、自动交换工作台机构(Automatic Pallet Changer，APC)、工件夹紧放松机构、回转工作台、液压控制系统、润滑装置、切削液装置、排屑装置、过载和保护装置等。机床本体指其机械结构实体。它与传统的普通机床相比较，同样由主传动系统、进给传动机构、工作台、床身以及立柱等部分组成，但由于数控机床具有加工精度高、加工效率高等特点，因此对机床床身的刚度和抗震性也提出了更高的要求，其设计要求比普通机床更严格，制造要求更精密。

3.1.4 按数控系统的功能水平分类

按数控系统的功能水平，通常把数控系统分为低、中、高 3 类。低、中、高 3 档的界限是相对的，在不同时期划分标准也会不同。就目前的发展水平看，可以根据表 3-1 的一些功能及指标，将各种类型的数控系统分为低、中、高档 3 类。其中，中、高档一般称为全功能数控或标准型数控。经济型数控属于低档数控，主要用于车床、线切割机床以及旧机床改造等。

表 3-1 数控系统不同档次的功能及指标

功　能	低　档	中　档	高　档
系统分辨率	10μm	1μm	0.1μm
速度	3～8m/min	10～24m/min	24～100 m/min
伺服类型	开环及步进电机	半闭环及直、交流伺服	闭环及直、交流伺服
联动轴数	2～3	2～4	5 轴或 5 轴以上
通信功能	无	RS232 或 DNC	RS232、DNC、MAP
显示功能	数码管显示	CRT：图形、人机对话	CRT：三维图形、自诊断
内装 PLC	无	有	功能强大的内装 PLC
主 CPU	8 位、16 位 CPU	16 位、32 位 CPU	32 位、64 位 CPU
结构	单片机或单板机	单微处理器或多微处理器	分布式多微处理器

3.1.5 数控机床常用的数控系统

国外常见的数控系统有日本 FANUC 公司推出的 0 系统、15 系统、16 系统、18 系统；德国西门子公司生产的 3、8、802、810、850、880、840C 及全数字化的 840D 系统；法国 NUM 公司生产的 NUM1020、1040、1060；日本三菱公司生产的 MELDAS 系列数控系统；以及德国海得汉公司生产的 TNC 系列数控系统等。

国内的高档数控系统有华中理工大学的华中 I 型(华中世纪星)，北京航天数控集团的航天 I 型，中国科学院沈阳计算所的蓝天 I 型以及广州数控系统等。目前国内应用较多的是日本 FANUC 数控系统和国内的华中数控系统，每种数控系统的编程和操作方法都有不同，但又都有很多相通之处，限于篇幅，本书对数控系统的编程和操作方法不做介绍，主要介绍插补原理，伺服系统仅就步进电机进行介绍。

3.1.6 目前我国数控机床发展的技术水平

近年来，我国数控机床产品的快速发展引起国内外关注。其中，多轴、高速、复合型数控机床的发展格外引人注目。

1. 五轴(及以上)联动数控机床

五轴(及以上)联动数控机床是现代国防工业急需的战略性装备，也是制造现代模具的基础装备，一直被西方某些大国列为对我国禁运的战略物资。1999 年，江苏多棱机床公司率先推出我国第一台五轴联动龙门加工中心。接着，北京第一机床厂于 2000 年，桂林机床厂于 2001 年，济南第二机床厂、上海重型机床厂于 2002 年相继推出五轴联动龙门镗铣/加工中心。同时，北京机电研究院、四川长征机床厂也推出五轴联动数控铣。天津第一机床厂、重庆机床厂、南京第二机床厂、秦川机床厂先后推出多轴联动数控齿轮机床。昆明机床厂与清华大学合作、天津第一机床厂与天津大学合作、哈尔滨量具刃具厂与哈尔滨工业大学合作、大连机床厂与清华大学合作，先后推出五轴(及以上)联动虚拟机床。

2. 快速发展的高速机床

为适应市场对调整加工设备的需求，目前我国能够生产高速切削机床的企业已有约 20 家，大部分以引进技术为主，基本上是高速加工中心。主轴转速 10000～40000r/min，快移速度 30～60m/min，加速度 0.5～1G，换刀时间在 1.5～2s 左右。其中已有达到国际一流水平的产品，如大连机床公司与德国阿亨(Aachen)大学共同研发的 DHSC500 高速加工中心，与国际 20 世纪 90 年代后期水平相当。

3. 复合化数控机床

上述五轴多面龙门加工中心，同时也是复合化数控机床的典型事例。此外，还有值得称道的代表，如沈阳机床股份有限公司开发的五轴车铣中心。刀库容量 16，数控系统为 Siemens840D，可控 X、Y、Z、B、C 共 5 个轴，具有车削中心加铣削中心的特点。

沈阳第一机床厂、齐齐哈尔第一机床厂开发的立式车削中心，配有刀库，能在一次装夹情况下，完成车削、铣削、钻孔、攻丝等工序。保证加工精度，减少辅助时间，提高生产效率。

上海重型机床厂开发的双主轴倒顺式立式车削中心，第一主轴正置，第二主轴倒置。主轴具有 C 轴功能，采用 12 工位动力刀架，具有自动上下料装置和全封闭等多道防护装置，可一次上料完成零件的正反面加工，包括车削、镗孔、钻孔、攻丝等多道工序。适用于大批量轮毂、盘类零件加工。

4. 我国数控机床技术与世界先进水平的差距

目前德国和瑞士的机床精度最高，综合起来，德国的水平最高，日本的产值最大。美国的机床业一般。中国、韩国基本属于同一水平。我国的技术水平与世界先进水平还有相当的差距。

首先是精度普遍不够。只有少数几种产品达到欧洲标准定位精度。精度差距只是表面现象。其实质是基础技术差距的反映。如普遍未进行有限元分析，未做动刚度试验；大多

未采用定位精度软件补偿技术、温度变形补偿技术、高速主轴系统的动平衡技术等。

其次，基础材料开发方面的差距，在欧美已有一批先进产品采用聚合物混凝土，我国则还是空白。

再次，高动、静刚度主机结构和整机性能开发的差距，高速机床主机结构设计方向是增强刚性和减轻移动部件重量，如国际普遍采用龙门式、框式、O型整体结构，箱式结构，L型床身，三轴移动移出机身，侧挂箱式卧式加工中心等。

还有一个重要差距就是应用技术差距。如国外已开始普及的远程服务技术，我国尚待开发；交钥匙工程——从机床选择、工艺装备(刀、夹、附、检具)配置与提供到切削用量的确定，尚待开发；展出的高速机床，普遍不能做硬切削、干切削表演，高速切削机理及切削数据库的研究在我国近乎空白；不能提供高速切削软件包；等等。

另外，关键配套件，特别是新兴配套件差距较大。如电主轴、高速滚珠丝杠副、直线电机、高速高精全数字式数控系统、高精度高频响的位置检测系统等。

3.2 逐点比较插补原理

所谓“逐点比较法”的插补原理就是：每当画笔或刀尖向某一方向移动一步，就进行一次偏差计算和偏差判别，也就是要比较一次到达的新位置坐标和理想线形上对应点的位置坐标之间的偏差程度，然后根据偏差的大小确定下一步的移动方向，使画笔或刀尖始终紧靠理想线形运动，起到步步逼近的效果。由于是“一点一比较，步步来逼近”的方法，所以得名为逐点比较法。

在笛卡儿坐标系中，x、y轴把一个平面划分成4个象限，故对整个平面来说，插补得到的中间点的位置可以向4个坐标轴方向($+x$，$-x$，$+y$，$-y$)移动。也就是说，插补运算始终是按这4个方向中的任一个方向来逼近理想线形的。当然，除上述4个方向外，也可能再加4个合成方向($+x$，$+y$；$-x$，$+y$；x，$-y$；$+x$，$-y$)作为中间插点的移动方向，这样，这8个方向轴把整个平面划分为8个象限，插补运算就可以按8个方向中的任意一个来逼近理想线型了。前者被称为四方向插补，后者被称为八方向插补。

3.2.1 逐点比较直线插补原理

对于四方向直线插补来说，如果把直线段的起点坐标放在坐标系原点时，则任何一条直线段总是落在4个象限中的某一个象限内，除非这条直线段与坐标轴重合。下面为叙述方便起见，均以绘图仪为例来说明。对于加工机械，只要用刀尖或线电极去代替画笔即可。

1. 在第一象限内的直线插补

在第一象限中想绘制出直线段OP，如图3.5所示。若取OP起点为坐标原点，则直线段OP把第一象限平面划分成两个区域，并形成3个点集：第一个点集是重合于直线段OP上的所有点；第二个点集是位于A+区域内的所有点；第三个点集是位于A−区域内的所有点。在直线OP上任取一点$M(x_i, y_i)$，在与M点等高位置上，在A−区域内取一点$M'(x_i', y_i)$，在A+区域内取一点$M''(x_i'', y_i)$，连接OM'与OM''，则得OM'、OM、

OM'' 这 3 条直线。它们与 x 轴正方向的夹角分别为 a' 、 a 和 a''，且

$$a' < a < a'' \tag{3.5}$$

因此，它们的斜率也不一样，即

$$\tan a' < \tan a < \tan a'' \tag{3.6}$$

由理想直线段 OP 的斜率为

$$\tan a = \frac{y_e}{x_e} = \frac{y_i}{x_i} \tag{3.7}$$

从而可得直线 OP 的方程为

$$x_e y_i - y_e x_i = 0 \tag{3.8}$$

由于 $\tan a'' > \tan a$ ，即 $y_i/x_i'' > y_e/x_e$ ，所以

$$x_e y_i - y_e x_i'' > 0 \tag{3.9}$$

又由于 $\tan a' < \tan a$ ，即 $y_i/x_i' < y_e/x_e$ ，所以

$$x_e y_i - y_e x_i' < 0 \tag{3.10}$$

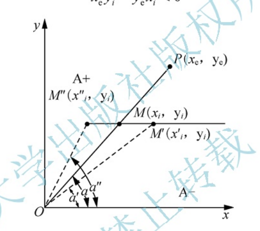


图 3.5 两个区域，3 个点集

现在，将第一象限内任意一点 m 的坐标设为(x_i ， y_i)，用 F_i 代表 M 点的偏差值，并定义为

$$F_i = x_e y_i - y_e x_i \tag{3.11}$$

则当 F_i =0 时，表示 M 点在 OP 直线上；当 F_i >0 时，表示 M 点在 A+区域内；当 F_i <0 时，表示 M 点在 A−区域内。

式(3.11)称为直线插补的偏差判别式或原始判别式。以后为了方便起见，将 F_i 记为 F 。当 F >0 时，画笔在 A+区域内，在 OP 上方，为了逼近理想直线 OP ，必须沿 $+x$ 方向走一步，若穿过 OP ，则进入 A−区域；若沿 $+x$ 方向上走一步，未穿过 OP ，则此时画笔仍在 A+区域内，因此经偏差判别式判断，仍有 F >0，故继续沿 $+x$ 方向走一步，直到穿过 OP 走入 A−区域为止。同理可得，当 F <0 时，画笔向 $+y$ 方向走一步，再判断若仍有 F <0，则再次沿 $+y$ 方向走一步，直到穿过 OP 进入 A+区域为止。

如果由偏差判别式算出 F =0，则说明画笔正好落在理想直线 OP 上。由于未到终点前画笔不能停止运动，但又不能沿着 OP 方向走斜线，于是规定按 F >0 来处理。

由于偏差判别式的计算是求两组乘积之差，而且对每一点都进行如此复杂的运算，因

此，这种偏差计算方法将直接影响插补速度。为了简化偏差计算方法，现在把上述乘法运算过程变为加、减运算过程，因此对偏差判别式作如下变换。

参见图 3.6(a)，当画笔落在 A+区 $M(x_i, y_i)$ 点上时，显然 $F>0$，画笔应沿着$+x$方向进给一步而到达 $M'(x_i+1, y_i)$ 点。令 M' 点的新偏差为 F'，由式(3.11)可得

$$F'=x_e y_i - y_e(x_i+1)=(x_e y_i - y_e x_i)-y_e=F-y_e \tag{3.12}$$

式(3.12)中，F 为进给一步前的老偏差，y_e 为终点坐标的 y 值。所以，当 $F>0$ 时，画笔应向 $+x$ 方向进给一步到达新的一点，而该点的新偏差 F' 等于前一点的老偏差减去终点坐标值 y_e。

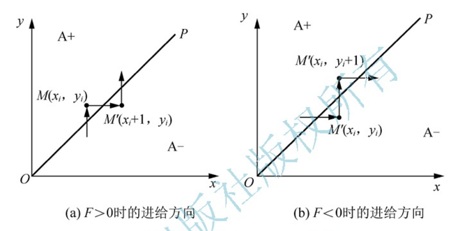


图 3.6 第一象限直线插补的进给方向

同理，若 M 点落在 A−区内，即 $F<0$ 时，画笔应在 $+y$ 方向进给一步而到达 $M'(x_i, y_{i+1})$ 点，如图 3.6(b)所示，则 M' 处的新偏差 F' 为

$$F'=x_e(y_i+1)-y_e x_i = x_e y_i - y_e x_i + x_e = F+x_e \tag{3.13}$$

即到达 M' 点时的新偏差 F' 等于前一点的老偏差加上终点坐标值 x_e。

可见，利用进给前的偏差值 F 和终点坐标 (x_e, y_e) 之一进行加、减运算求得进给一步后的新偏差 F'，作为确定下一步进给方向的判别依据，显然，偏差运算过程大大简化了。并且，对于新偏差的点仍然有：当 $F'\geqslant 0$ 时，画笔沿$+x$方向进给一步；当 $F'<0$ 时，画笔沿$+y$方向进给一步。当进给完成以后，F' 就是下一步的 F 值。

2. **其他象限中的偏差判别及进给方向**

如果需要在其他 3 个象限内画直线，只要将它们化作第一象限的插补处理即可。因为这样处理，偏差运算公式没有变化，仅是进给方向对于不同的象限做某些改变即可。

由图 3.7 可见，第一象限直线 OP 与第四象限内线 OP' 是对称于 x 轴的，OP 的终点为 $P(x_e, y_e)$ 而 OP' 的终点为 $P'(x_e, y_e)$。注意，为了把其他象限的直线插补作为第一象限的直线插补来处理，人们总是取终点坐标的绝对值来进行插补运算，求得偏差，并根据求得的偏差大小决定进给，所不同的是某些进给方向与第一象限的直线插补进给方向相反。

轴对称法则如图 3.7 所示，显然，第一、二象限和第三、四象限的图形对称于 y 轴，而第二、三象限和第一、四象限的图形对称于 x 轴。每组对称图形之间，平行于对称轴的两个象限中的进给方向相同，而垂直于对称轴的两个坐标值的进给方向相反。

根据以上分析，4 个象限中直线插补公式及进给方向见表 3-2，而偏差值 F 与进给方

向的关系可以形象地由图 3.8 来表示。图中的“箭头”表示进给方向，F 为偏差值，写在箭头附近的 $F \geqslant 0$ 或 $F < 0$ 代表 8 个区域中每个区内点的偏差值是大于零、等于零还是小于零。

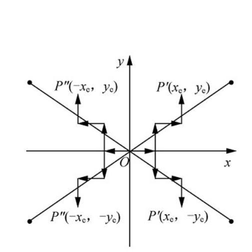


图 3.7 不同象限中进给方向的对称性

图 3.8 偏差值与进给方向的关系

表 3-2 直线插补的进给方向及插补公式

直线所在象限	当 $F \geqslant 0$ 时的进给方向	当 $F < 0$ 时的进给方向
第一象限	$+\Delta x$	$+\Delta y$
第二象限	$-\Delta x$	$+\Delta y$
第三象限	$-\Delta x$	$-\Delta y$
第四象限	$+\Delta x$	$-\Delta y$
偏差计算公式	$F' = F - y_e$	$F' = F - x_e$

3. 终点判断

画笔到达终点 (x_e, y_e) 时必须自动停止进给。因此，在插补过程中，每进给一步就要和终点坐标比较，如果没有到达终点，就继续插补运算，如果已经到达终点就必须自动停止插补运算。如何判断画笔是否到达终点呢？一般有以下两种方法。

(1) 利用画笔所走过的总步数是否等于终点坐标的 x 值与 y 值之和。为此，可比较每一个插补点坐标的 x 值和 y 值之和 $x_i + y_i$ 是否等于终点坐标相应两值之和 $x_e + y_e$，若相等则已到终点，否则未到终点，需继续插补。

(2) 取终点坐标值 x_e 和 y_e 中较大者作为终点判别计数器的初值。人们称比较大者为长轴，比较小者为短轴。在插补过程中，只要沿长轴方向有进给脉冲，终点判别计数器减 1，而沿短轴方向的进给脉冲不影响终点判别计数器。由于插补过程中长轴的进给脉冲数一定多于短轴的进给脉冲数，长轴总是最后到达终点值，所以，这种终点判断方法是正确的。

4. 直线插补程序的流程图

综上所述，逐点比较法直线插补工作过程可归纳为以下 4 步。

(1) 偏差判别，即判断上一步进给后的偏差值是 $F \geqslant 0$ 还是 $F < 0$。

(2) 进给，即根据偏差判别的结果和插补所在象限决定在什么方向上进给一步。

(3) 偏差运算，即计算出进给一步后的新偏差值，作为下一步进给的判别依据。

(4) 终点判别，看是否已到终点，若已到达终点，就停止插补，若未到达终点，则重复(1)～(4)步工作。

因此，直线插补程序的流程图如图 3.9 所示。图 3.9 中，“初始化”包括取终点值 (x_e, y_e)，确定插补所在象限，预置终点判别计数器初值以及置偏差为 0 等。“进给一步”由偏差值 F 的大小决定应进给什么，而进给方向取决于所在象限。“计算偏差”不论在何象限，均与第一象限一样，但要把其象限的终点坐标值代入计算式中的 x_e 和 y_e。其余 4 框为终点判别，此外选用 x_e 和 y_e 中的较大值作为终点判别计数器初值，然后每当在长轴上进给一步，终点判别计数器就减 1，但当在短轴上进给时终点判别计数器不变，只要终点判别计数器不为 0，则重复插补过程，直到终点判别计数器为 0 时插补过程才停止。

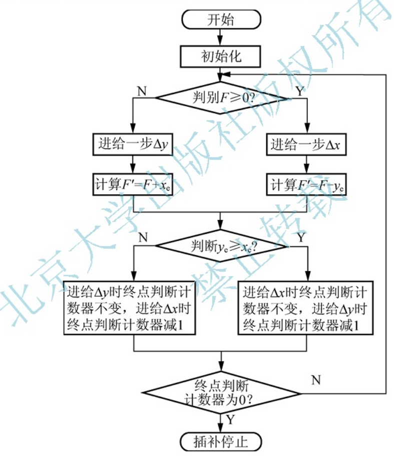


图 3.9 直线插补程序流程图

例 3.1 设欲加工的直线位于 xy 平面的第一象限，直线的起点坐标为坐标原点，终点坐标为 x_e=5，y_e=3。试用逐点比较法对该段直线进行插补，并画出插补轨迹。

解 插补过程运算过程见表 3-3，表中 x_e、y_e 是直线终点坐标，n 为总步数，$n=|x_e|+|y_e|=8$。

表 3-3 插补运算过程

脉冲个数	偏差判别	进给方向	偏差计算	终点判别

0			F0=0，x_e=5，y_e=3	n=8
1	F0=0	$+x$	F1=F0−y_e=−3	7
2	F1= −3<0	$+y$	F2=F1+x_e=2	6
3	F2=2>0	$+x$	F3=F2−y_e=−1	5
4	F3= −1<0	$+y$	F4=F3+x_e=4	4



续表

脉冲个数	偏差判别	进给方向	偏差计算	终点判别
5	F4=4>0	$+x$	F5=F4−y_e=1	3
6	F5=1>0	$+x$	F6=F5−y_e=−2	2
7	F6= −2<0	$+y$	F7=F6+x_e=3	1
8	F7=3>0	$+x$	F8=F7−y_e=0	0 到达终点

3.2.2 逐点比较圆弧插补原理

要画一段圆弧应知道圆心坐标、半径大小、圆弧的起点和终点的坐标。因此，当圆心作为笛卡儿坐标系的原点时，知道圆弧的起点坐标(x_0, y_0)就可算出半径$R=\sqrt{x_0^2+y_0^2}$，即可画出圆弧，直到终点为止。

所要画的圆弧可以在4个不同的象限中，可以按顺时针方向来绘，也可以按逆时针方向来绘。为便于表示圆弧所在象限及绘画方向，人们用SR_1、SR_2、SR_3、SR_4依次表示第一、二、三、四象限中的顺圆弧，用NR_1、NR_2、NR_3、NR_4分别表示第一、二、三、四象限中的逆圆弧。

1. 第一象限圆弧插补原理

用四方向逐点比较法进行圆弧插补时，若圆心定在坐标原点，并设圆弧起点P的坐标为(x_0, y_0)，终点Q的坐标为(x_e, y_e)，则根据圆弧上任一点到圆心的距离等于半径R的原理可得

$$R^2 = x_0^2 + y_0^2 = x_e^2 + y_e^2 \tag{3.14}$$

显然，对于圆内的点，到圆心的距离小于半径R；而对于圆外的点，到圆心的距离大于半径R。因此，可以定义任一点到圆心的距离与半径R之差作为偏差判别式。

对于第一象限的逆圆弧来说，圆弧PQ把第一象限划分为两个区，构成3个点集，如图3.11所示。其中第一个点集为理想圆弧PQ上的所有点；第二个点集为圆弧外区域A+内的所有点；第三个点集为圆弧内区域A−内的所有点。图3.11中M'、M、M''这3点分别落在圆弧内、圆弧上、圆弧外，它们与圆心的连线为OM'、OM、OM''，它们有如下关系式：

$$OM^2 = x_i^2 + y_i^2 = R^2 = x_0^2 + y_0^2 \tag{3.15}$$

$$OM'^2 = x_i'^2 + y_i'^2 < R^2 = x_0^2 + y_0^2 \tag{3.16}$$

$$OM''^2 = x_i''^2 + y_i''^2 > R^2 = x_0^2 + y_0^2 \tag{3.17}$$

因此，平面上任一点(x_i, y_i)与理想圆弧之间的偏差值F为

$$F = x_i^2 + y_i^2 - R^2 \tag{3.18}$$

当$F=0$时，代表这一点在理想圆弧上；当$F>0$时，代表这一点在A+区内，即在圆弧外；当$F<0$时，代表这一点在A−区内，即在圆弧内。

显然，为了使画笔的轨迹逼近理想圆弧，当$F>0$时，画笔必须从A+区穿过理想圆弧走入A−区，因此应沿$-x$方向进给一步；当$F<0$时，画笔应沿$+y$方向进给一步；当$F=0$时，也按$F>0$来处理。

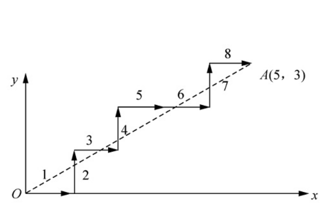


图 3.10 走步轨迹

图 3.11 两个区域，3 个点集

偏差判别式(3.18)的缺点是先要逐点进行平方计算然后做加减运算，既麻烦又费时。为此人们希望找到和直线插补同样简便的偏差计算方法。

如图 3.12(a)所示，由于 M_1 点在 A+区内，故 $F = x_i^2 + y_i^2 - R^2 > 0$，因此沿 $-\Delta x$ 方向进给一步，到达点 M_1'，其坐标值为 $(x_i - 1, y_i)$，所以在 M_1' 点处的新偏差值 F' 为

$$F' = (x_i - 1)^2 + y_i^2 - R^2 = x_i^2 + y_i^2 - R^2 - 2x_i + 1 = F - 2x_i + 1 \tag{3.19}$$

如图 3.12(a)所示，在 A− 区同样有

$$F' = x_i^2 + (y_i + 1)^2 - R^2 = x_i^2 + y_i^2 - R^2 + 2y_i + 1 = F + 2y_i + 1 \tag{3.20}$$

综上可得，要画出 NR_1 圆弧，对于在 A+区间内的点应沿 $-x$ 轴方向进给一步，到达新点的偏差值为 $F' = F - 2x_i + 1$；对于在 A− 区内的点应沿+ y 方向进给一步，到达新点的偏差值为 $F' = F + 2y_i + 1$。其中 F 为进给前的老偏差，x_i 和 y_i 为进给前那点的坐标值，因此新偏差可以通过老偏差来求得。注意，此时还应及时修正中间点的坐标值($x_i' = x_i - 1$ 和 $y_i' = y_i + 1$)供计算下一点偏差使用，即 F'、x_i' y_i' 依次作为 F、x_i y_i。

同理，可以推导出 SR_1 圆弧的插补规律，由图 3.12(b)可得，对于在 A+区内 $M_1(x_i, y_i)$ 点，其偏差值为 $F = x_i^2 + y_i^2 - R^2 > 0$，应沿 $-y$ 方向进给一步，到达新点 $M_1'(x_i, y_i - 1)$，新偏差值为 $F' = F - 2y_i + 1$。对于在 A − 区内的 $M_2(x_i, y_i)$ 点，其偏差 $F < 0$，应沿+ x 轴方向进给一步，到达新点 $M_2'(x_i + 1, y_i)$，新偏差值为 $F' = F + 2x_i + 1$。同样，在完成偏差值运算时，还应完成坐标修正运算，即 $x_i' = x_i + 1$ 和 $y_i' = y_i - 1$。

2. 其他象限中逐点比较法圆弧插补的偏差公式和进给方向

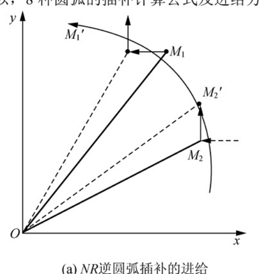
其他各象限中顺、逆圆弧都可以同第一象限比较而得出各自的偏差计算公式及其进给方向，因为其他象限的所有圆弧总是与第一象限中的 NR_1 和 SR_1 对称，如图 3.13 所示。

对于图 3.13(a)，SR_4 与 NR_1 对称于 x 轴，SR_2 和 NR_1 对称于 y 轴，NR_3 与 SR_2 对称于 x 轴，NR_3 与 SR_4 对称于 y 轴。

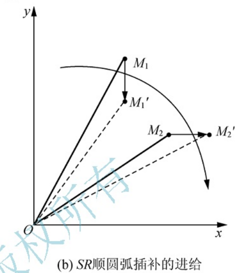
对于图 3.13(b)，SR_1 与 NR_2 对称于 y 轴，SR_1 与 NR_4 对称于 x 轴，SR_3 与 NR_4 对称于 y 轴，SR_3 与 NR_2 对称于 x 轴。

显然，对称于 x 轴的一对圆弧沿 x 轴的进给方向相同，而沿 y 轴的进给方向相反；对

称于 y 轴的一对圆弧沿 y 轴的进给方向相同，而沿 x 轴的进给方向相反。所以在圆弧插补中，沿对称轴的进给方向相同，沿非对称轴的进给方向相反。其次，所有对称圆弧的偏差计算公式，只要取起点坐标的绝对值，均与第一象限中的 NR_1 或 SR_1 的偏差计算公式相同，所以，8 种圆弧的插补计算公式及进给方向见表 3-4。



(a) NR逆圆弧插补的进给



(b) SR顺圆弧插补的进给

图 3.12 圆弧插补进给

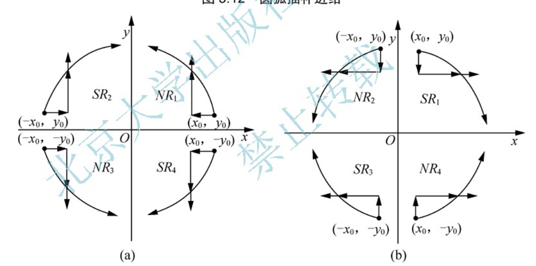


图 3.13 4 个象限中圆弧的对称性

表 3-4 8 种圆弧的插补计算公式及进给方向

圆弧类型	$F\geqslant 0$ 时的进给方向	$F<0$ 时的进给方向	计算公式
SR_1	$-\Delta y$	$+\Delta x$	当 $F\geqslant 0$ 时，计算 $F'=F-2y_i+1$ 和 $y_i'=y_i-1$ 当 $F<0$ 时，计算 $F'=F+2x_i+1$ 和 $x_i'=x_i+1$
SR_3	$+\Delta y$	$-\Delta x$	
NR_2	$-\Delta y$	$-\Delta x$	
NR_4	$+\Delta y$	$+\Delta x$	
NR_1	$-\Delta x$	$+\Delta y$	当 $F\geqslant 0$ 时，计算 $F'=F-2x_i+1$ 和 $x_i'=x_i-1$ 当 $F<0$ 时，计算 $F'=F+2y_i+1$ 和 $y_i'=y_i+1$
NR_3	$+\Delta x$	$-\Delta y$	
SR_2	$+\Delta x$	$+\Delta y$	
SR_4	$-\Delta x$	$-\Delta y$	



因此，当按 NR_1 进行插补计算时，若改变其 x 方向的进给方向，则可画出对称于 y 轴的圆弧 SR_2；若改变其 y 方向的进给方向，则可画出对称于 x 轴的圆弧 SR_4；若将 x、y 方向的进给方向同时反向，就可画出圆弧 NR_3。同理，当按 SR_1 进行插补计算时，若沿 x 方向的进给方向反向，就画出对称于 y 轴的圆弧 NR_2；若沿 y 方向的进给方向反向，就可画出对称于 x 轴的圆弧 NR_4；若同时改变 x、y 方向上的进给方向，就画出圆弧 SR_3。

3. 终点判断

圆弧插补的终点判断原理和直线插补的一样，常取 x 方向的总步数和 y 方向总步数中的最大步数作为终点判断的依据。这里，x 方向或 y 方向的总步数是圆弧终点坐标值(对圆心的坐标值)与圆弧起点坐标值之差的绝对值。例如，起点 $P(50,10)$ 和终点 $Q(30,40)$，即 $x_0=50$，$y_0=10$，$x_e=30$，$y_e=40$，则 x 方向的总步数为 $|x_e-x_0|=|30-50|=20$，而 y 方向的总步数为 $|y_e-y_0|=|40-10|=30$，故应取 y 方向的总步数作为终点判别计数器的初值。在插补过程中，只要沿长轴方向有进给脉冲，终点判别计数器就减 1，只要终点判别计数器不为 0，就重复插补过程，直到终点判别计数器为 0，即到达终点时，圆弧插补过程才停止。

4. 圆弧插补程序的流程图

根据逐点比较法圆弧插补的规律，可概括出圆弧插补程序的流程图(图 3.14)。当然实际处理方法会有所不同，具体表现在以下几个方面。

(1) 由于起点坐标值和终点坐标值在以圆心为原点的坐标系中可以有正有负，因此，可利用正、负号来确定所在象限，利用起点坐标值和终点坐标值相对大小来确定是顺圆弧插补还是逆圆弧插补。然后可用如图 3.15 所示的标志字来表示将要进行的是什么类型的圆弧插补。标志字的各标志位可按表 3-5 来设置。当标志位为 1 时，代表将进行标志位对应的圆弧插补，在实际的插补过程中标志字只有一位为 1，其他各位均为 0。

圆弧插补标志字的形式可以有多种，图 3.15 仅举两例。圆弧插补的类型识别法也有几种，表 3-5 仅是其中的一种。

表 3-5 圆弧插补类型识别

(y_e-y_0) 符号	x_0 符号	y_0 符号	插补类型
0	0	0	NR_1
0	0	1	NR_4
0	1	0	SR_2
0	1	1	SR_3
1	0	0	SR_1
1	0	1	SR_4
1	1	0	NR_2
1	1	1	NR_3

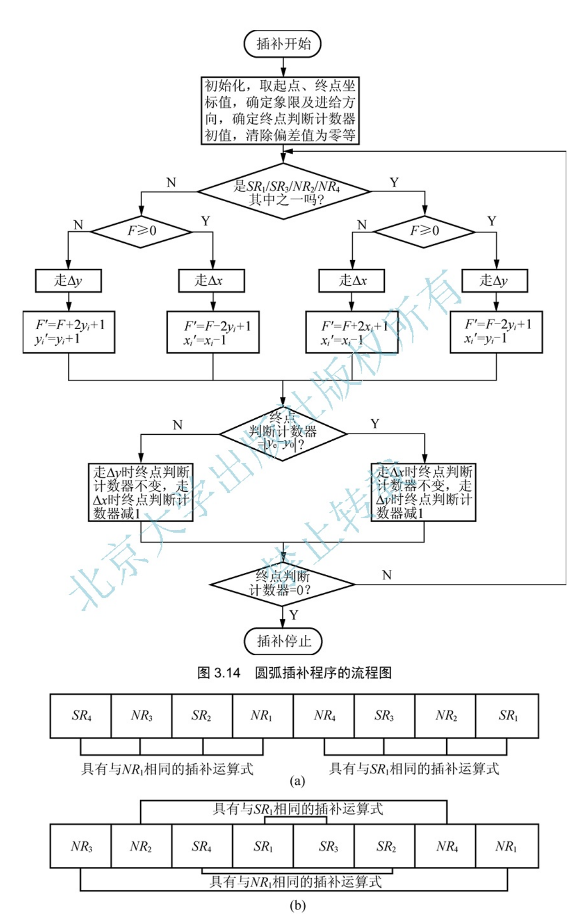


图 3.14 圆弧插补程序的流程图

图 3.15 圆弧插补标志字

表 3-5 中“$(y_e - y_0)$符号”一栏是带符号的 y_e 与 y_0 坐标分量之差的符号，可用它来识别是顺圆弧插补还是逆圆弧插补，当然也可以用$(x_e - x_0)$的符号识别，或者用它们的绝对值之差的符号来识别。象限判断可通过表 3-5 所示的圆弧起点坐标值来判别，也可通过终点坐标值来区分。

根据圆弧插补标志字可以很容易确定现在将进行的是 SR_1 插补还是 NR_1 插补，以及进给脉冲应是什么方向的。

(2) 实际的进给信号是根据偏差值是 $F \geqslant 0$ 还是 $F < 0$ 以及圆弧插补的类型来决定的，为了简述这一步处理过程，常用“进给指令码”来代表实际的进给方向(图 3.16)，即把沿 $+x$ 方向的进给定义为进给指令 1；沿$-x$ 方向的进给指令定义为 2；沿$+y$ 方向的进给指令定义为 4；沿$-y$ 方向的进给指令定义为 3。由此，可按图 3.15 的标志字格式建立起如表 3-6 所示的进给指令码表格。插补运算时，由圆弧插补标志字中的标志位为 1 的位置直接查出进给方向。由于在同一象限中插补的进给方向是不变的，因此，常把查表工作放在初始化程序中完成，在插补过程中只要设法直接执行已查得的命令即可。

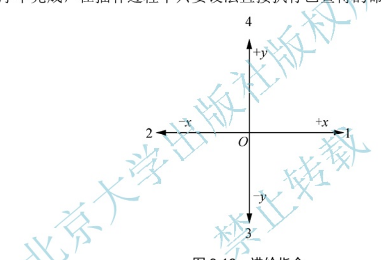


图 3.16　进给指令

表 3-6　进给指令码

插补类型	$F \geqslant 0$	$F < 0$	象限判断
SR_1	3	1	$x_e > x_0 > 0(y_0 > y_e > 0)$
NR_2	3	2	$0 > x_0 > x_e\ (y_0 > y_e > 0)$
SR_3	4	2	$0 > x_0 > x_e\ (0 > y_e > y_0)$
NR_4	4	1	$x_e > x_0 > 0(0 > y_e > y_0)$
NR_1	2	4	$x_0 > x_e > 0(y_e > y_0 > 0)$
SR_2	1	4	$0 > x_e > x_0\ (y_e > y_0 > 0)$
NR_3	1	3	$0 > x_e > x_0\ (0 > y_0 > y_e)$
SR_4	2	3	$x_0 > x_e > 0(0 > y_0 > y_e)$

(3)　常取$|x_e - x_0|$和$|y_e - y_0|$中的大数作为终点判别计数器的初值，但需要在终点判别计数器减 1 之前去判别刚才的进给信号与终点判别计数器设定值的关系，只有两者的坐标点相等时，终点判别计数器才执行减 1 操作，否则保持不变。此时，较简单的处理

方法是通过设定两个标志字来识别。各终点判别计数器标志字的含义如下。

00：表示 $|y_e - y_0| > |x_e - x_0|$，取 $|y_e - y_0|$ 作为终点判别计数器初值。

01：表示 $|x_e - x_0| > |y_e - y_0|$，取 $|x_e - x_0|$ 作为终点判别计数器初值。

又设进给脉冲标志字为

00：表示刚才进给脉冲是 Δy。

01：表示刚才进给脉冲是 Δx。

那么，终点判别时只需比较这两个字的大小即可。若相等，终点判别计数器减 1；若不等，则终点判别计数器内容保持不变。

在这种处理方法中，终点判别计数器标志字可在初始化时设置，而进给脉冲标志字应在插补过程中根据实际的进给脉冲去设定。

当然，也可把这两个标志字反映在一个字节的某两位中，从而通过判断这两位的状态来确定是否产生终点判别计数器的减 1 操作。

例 3.2 如图 3.17 所示，要加工 xy 平面内第一象限的逆圆弧，圆弧圆心在坐标原点，圆弧起点坐标 $A(10，0)$，终点坐标为 $B(6，8)$。试对该段圆弧进行插补。

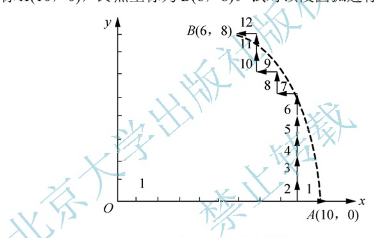


图 3.17 走步轨迹

解 终点判别值为：$N=|xB - xA|+|yB - yA|=|6-10|+|8-0|=12$，插补过程见表 3-7。

表 3-7 插补过程

脉冲个数	偏差判别	进给方向	偏差计算	坐标计算	终点判别
0			$F0=0$	$x0=10，y0=0$	$N=12$
1	$F0=0$	$-x$	$F1=F0-2x0+1=-19$	$x1=9，y1=0$	$N=11$
2	$F1=-19<0$	$+y$	$F2=F1+2y1+1=-18$	$x2=9，y2=1$	$N=10$
3	$F2=-18<0$	$+y$	$F3=F2+2y2+1=-15$	$x3=9，y3=2$	$N=9$
4	$F3=-15<0$	$+y$	$F4=F3+2y3+1=-10$	$x4=9，y4=3$	$N=8$
5	$F4=-10<0$	$+y$	$F5=F4+2y4+1=-3$	$x5=9，y5=4$	$N=7$
6	$F5=-3<0$	$+y$	$F6=F5+2y5+1=6$	$x6=9，y6=5$	$N=6$
7	$F6=6>0$	$-x$	$F7=F6-2x6+1=-11$	$x7=8，y7=5$	$N=5$
8	$F7=-11<0$	$+y$	$F8=F7+2y7+1=0$	$x8=8，y8=6$	$N=4$
9	$F8=0$	$-x$	$F9=F8-2x8+1=-15$	$x9=7，y9=6$	$N=3$
10	$F9=-15<0$	$+y$	$F10=F9+2y9+1=-2$	$x10=7，y10=7$	$N=2$

11	$F10=-2<0$	$+y$	$F11=F10+2y10+1=13$	$x11=7$，$y11=8$	$N=1$
12	$F11=13>0$	$-x$	$F12=F11-2x11+1=0$	$x12=10$，$y12=8$	$N=0$



3.3　步进电动机控制技术

步进电动机是一种将脉冲信号转换成相应的角位移的特种电动机，是工业过程控制及仪表中的主要控制器件之一。例如，在机械结构中，可利用丝杠把角位移变成直线位移；也可以用它带动螺旋电位器，调节电压和电流，从而实现对执行机构的控制。在数字控制系统中，由于它可以直接接收计算机发出的数字信号，而不需要进行 D/A 转换，所以用起来非常方便。

步进电动机作为执行器件的一个显著特点就是快速的起停能力。如果负荷不超过步进电动机所能提供的动态转矩值，就能够在“刹那”间使它启动和停转。一般步进电动机的步进速率为 200～1000 步/s，如果步进电动机是以逐渐加速到最大值，然后再逐渐减速到 0 的方式工作，则步进电动机速率可增加 2～4 倍，而且仍然不会失掉一步。

步进电动机另一显著特点是精度高。在没有齿轮传动的情况下，步值(每步所转动的角度)可以由 90°每步低到只有0.36°每步。另一方面无论是变磁阻式步进电动机还是永磁式步进电动机，它们都能精确地返回到原来的位置。如一个24 步(每步为 15°)的步进电动机，当它向正方向步进48 步时，刚好转两转。如果再向反方向转48 步，它将精确地回到原始位置。

正因为步进电动机具有快速起停、精确步进以及直接接收数字量的特点，所以步进电动机在定位场合得到了广泛的应用。如在绘图机、打印机及光学仪器中，都采用步进电动机来定位绘图笔、打印头或光学镜头。特别在工业过程的位置控制系统中，由于它的精度高以及不用位移传感器即可达到精确的定位，因而应用更为广泛。利用 3.2 节介绍的插补原理和步进电动机控制可以将传统车床改造成数控车床，进一步可组成“自动化孤岛”，因而随着计算控制技术的不断发展，步进电动机的应用会越来越广泛。

步进电机包括反应式步进电机(VR)、永磁式步进电机(PM)、混合式步进电机(HB)等。永磁式步进电机一般为两相，转矩和体积较小，步进角一般为 7.5°或 15°；反应式步进电机一般为三相，可实现大转矩输出，步进角一般为 1.5°，但噪声和振动都很大。反应式步进电机的转子磁路由软磁材料制成，定子上有多相励磁绕组，利用磁导的变化产生转矩；混合式步进电机是指综合了永磁式和反应式的优点而设计的步进电机。它又分为两相和五相：两相步进角一般为 1.8°，而五相步进角一般为 0.72°。

3.3.1　步进电动机的工作原理

步进电动机实际上是一个数字/角度转换器，也是一个串行的 D/A 转换器。其结构原理如图 3.18 所示。从图 3.18 可以看出，步进电动机的定子上有 6 个等分的磁极，即 A、A′、B、B′、C、C′，相邻的两个磁极间的夹角为 60°，相对的两个磁极组成一相。图 3.18 所示的结构为三相步进电动机(A-A′，B-B′，C-C′)。当某一绕组有电流通过时，该绕组相应的两个磁极立即形成 N 极和 S 极，图中步进电动机的转子上没有绕组，而是只有 4 个矩形齿均匀分布在圆周上，相邻两个齿之间的夹角为 90°。当某相绕组通电时，对应的磁极就产生磁场，并与转子形成磁路。如果这时定子齿(实际上是磁极)与转子齿没有对齐，则在磁场的作用下，转子转动一定的角度，使转子齿和定子齿对齐。由此可见，错齿是促进步进电动机旋转的根本原因。



(a) (b) (c)

(d) (e) (f) (g)

(h) (i)

图 3.18 步进电动机的工作原理与实物图例

如图 3.18 所示，在单三拍控制方式中，A、B、C 相都不通电，假设转子齿处于图 3.18(a)、图 3.18(b)或者图 3.18(c)中位置，保持 B、C 相都不通电，A 相通电后，在磁场的作用下使转子齿和 A 相的定子齿对齐。以此作为初始状态，如图 3.18(d)所示。设与 A 相磁极中心对齐的转子齿为 1 号齿，由于 B 相磁极与 A 相磁极相差 60°，转子齿 1、2、3、4 相隔 90°，此时转子齿不可能与 B 相定子齿对齐。如果此时突然变为 B 相通电，而 A、C 两相都不通电，则 B 相磁极迫使距离最近的转子齿 2 号转子齿与之对齐，使整个转子转动 30°，此时，称步进电动机进给了一步，如图 3.18(e)所示。

如果此时突然变为 C 相通电，而 A、B 两相都不通电，则 C 相磁极迫使 3 号转子齿与之对齐，使整个转子转动 30°，如图 3.18(f)所示。同理，如果此时突然将 A 相通电，而 C、B 两相都不通电，则 A 相磁极迫使 4 号转子齿与之对齐，如图 3.18(g)所示。此时，从初始状态 3.18(d)到 3.18(g)状态，A、B、C 各轮流通电一次，整个转子齿转动了 90°。

同理，再按照 A→B→C 顺序轮流通电一周，则转子又转动 90°。实际中的定子转子如图 3.18(h)所示。

步进电动机的定子控制绕组每改变一次通电方式，对应电动机转子所转过的空间角度的理论值称为步距角 θ_b。通常步进电机步进角整步角距为 1.8°、半步为 0.9°。电机也可以转换相位之间插入一个关闭状态而走“半步”，该关闭状态实际是定子两极的绕组只有一极通电，这将步进电机的整个步距角一分为二，例如，一个90° 的步进电机将每半步移动 45°。称每一次通电状态的换接为拍，每一拍转子相应旋转一个步距角；把完成一个通电状态循环所需要换接的控制绕组相数或通电状态次数称作拍数，用 N 表示，则步距角

$$\theta_b = \frac{360°}{Z_r \cdot N}$$

其中 Z_r 为转子的齿数，N 为拍数。

相邻两齿中心线的夹角定义为齿距角，通常转子和定子具有相同的齿距角 θ_s

$$\theta_s = \frac{360°}{Z_r}$$

步进电动机即可作单步运行(按控制指令转过一定的角度)，又可连续不断的旋转。当外加一个控制脉冲时(定子控制绕组改变一次通电方式)，即每一拍，转子将转过一个步距角，这相当于整个圆周角的 $\frac{1}{NZ_r}$，也就是 $\frac{1}{NZ_r}$ 转，如果控制脉冲的频率为 f，转子转速

$$n = \frac{60 f \theta_b}{360} = \frac{60 f}{Z_r \cdot N} \text{ (r/min)}$$

反应式步进电动机定子相数 m 为 2、3、4、5、6，定子磁极个数为 2m，每个磁极上套着该相控制绕组。假设三相六极反应式步进电动机转子有 4 个齿。工作时，以电脉冲向 A、B、C 三相控制绕组轮流通入直流电流，转子就会向一个方向一步一步转动。步进电动机不改变通电情况的运行状态叫静态运行。

3.3.2 步进电动机的工作方式

使用、控制步进电机必须由环形脉冲、功率放大等组成的控制系统完成，脉冲信号一般由单片机或微控制器产生，一般脉冲信号的占空比为 0.3～0.4 左右，电机转速越高，占空比则越大。

步进电动机有三相、四相、五相、六相等多种，为了分析方便，在此以三相步进电动机为例进行分析和讨论。步进电动机可工作于单相通电方式，也可工作于双相或单双相交叉通电方式。选用不同的工作方式，可使步进电动机具有不同的工作性能，如减小步距，提高定位精度和工作稳定性等。对于三相步进电动机则有单相三拍(单三拍)、双相三拍(双三拍)、三相六拍这 3 种工作方式。

步进电动机的方向控制方法如下。

(1) 用计算机输出接口的每一位控制一相绕组，例如，用计算机数据线的 D_0、D_1、D_2 分别接到步进电动机的 A、B、C 这 3 相。

(2) 根据所选定的步进电动机及控制方式写出相应的控制方式的数学模型。

1. 单三拍

通电顺序为 A→B→C→A，数学模型见表 3-8。

表 3-8 单三拍数学模型

步序	控制位								工作状态	控制模型
	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2 (C 相)	D_1 (B 相)	D_0 (A 相)		
1	0	0	0	0	0	0	0	1	A	01H
2	0	0	0	0	0	0	1	0	B	02H
3	0	0	0	0	0	1	0	0	C	04H

2. 双三拍

通电顺序为 AB→BC→CA→AB，数学模型见表 3-9。

表 3-9 双三拍数学模型

步序	控制位								工作状态	控制模型
	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2 (C 相)	D_1 (B 相)	D_0 (A 相)		
1	0	0	0	0	0	0	1	1	AB	03H
2	0	0	0	0	0	1	1	0	BC	06H
3	0	0	0	0	0	1	0	1	CA	05H

3. 三相六拍

通电顺序为 A→AB→B→BC→C→CA→A，数学模型见表 3-10。

表 3-10 三相六拍数学模型

步序	控制位								工作状态	控制模型
	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2 (C 相)	D_1 (B 相)	D_0 (A 相)		
1	0	0	0	0	0	0	0	1	A	01H
2	0	0	0	0	0	0	1	1	AB	03H
3	0	0	0	0	0	0	1	0	B	02H
4	0	0	0	0	0	1	1	0	BC	06H
5	0	0	0	0	0	1	0	0	C	04H
6	0	0	0	0	0	1	0	1	CA	05H

注：0 代表使绕组断电，1 代表使绕组通电。

以上为步进电动机正转时的控制顺序及数学模型，如果按上述逆顺序进行控制，则步进电动机将反转。三相六拍工作方式通电换相得正序为 A→AB→B→BC→C→CA→A，反序为 A→AC→C→CB→B→BA→A。由此可知，所谓步进电动机方向控制，实际上就是按上述某一种控制方式(根据需要进行选定)所规定的顺序送脉冲序列，即可达到控制步进电动机方向的目的。

在程序中，只要依次将这控制模型(控制字)送出控制器端口，进行功率放大，控制电动机线圈按照顺序通断，步进电机就会按照顺序每次转动一个齿距角，每送一个控制字，就完成一拍，步进电机转过一个步距角。

如图 3.19 所示，在程序中，只要依次将这控制字送到 P1 口，步进电机就会转动一个齿距角，每送一个控制字，就完成一拍，步进电机转过一个步距角。

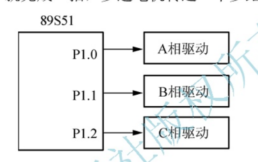


图 3.19　用软件实现脉冲分配的接口示意图

以上的通电换相控制(脉冲分配)的方法属于软件法，在电动机运行过程中，要不停地产生控制脉冲，占用了大量的 CPU 时间，可能使控制器无法同时进行其他工作(如监测等)，所以可以采用硬件法。

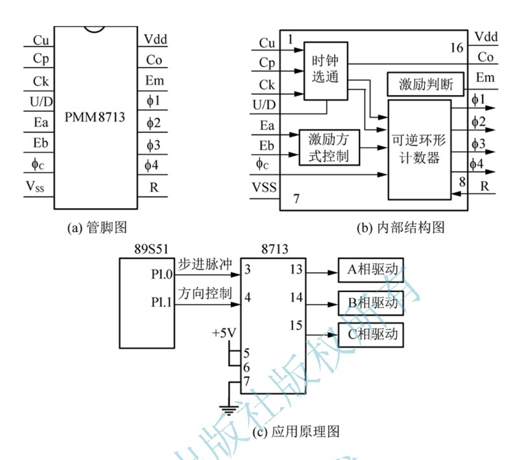
4. 通过硬件实现脉冲分配

所谓硬件法实际上就是使用集成电路的环形脉冲分配器，如 PMM8713、CH250，来进行通电换相控制。环形分配器是一种特殊的可逆循环计数器，只是这种计数器的输出不是一般的编码，而是由电动机励磁状态要求的特殊编码。从脉冲分配器的角度来看，后面的驱动电路就可称为脉冲放大器。

PMM8713 适用于控制三相或四相步进电机。控制三相或四相步进电机时都可以选择 3 种励磁方式，每相最小吸入与拉出电流为 20mA，它不仅满足后级功率放大器的输入要求，而且在其所有输入端上均内嵌施密特触发电路，抗干扰能力强。

只要按一定的顺序改变 8713 脉冲分配器的 13～15 脚三位通电的状况，即可控制步进电机依选定的方向步进。由于步进电机运行时功率较大，可在微型机与驱动器之间增加一级光电隔离器(一是抗干扰，二是电隔离)以防强功率的干扰信号反串进主控系统。

PMM8713 管脚如图 3.20(a)所示，Cu 为加脉冲输入端，它使步进电机正传，Cp 为减脉冲输入端，它使步进电机反转，Ck 为脉冲输入端，当脉冲加入此引脚是，Cu 和 Cp 应接地，正方转由 U/D 电平控制，Ea、Eb 用来选择励磁方式 ，可以选择一相励磁，二相励磁，和一二相励磁，ϕ_C 用来选择三、四相步进电机，R 为复位端，$\phi4$～$\phi1$ 为四相步进脉冲输出端，$\phi3$～$\phi1$ 为三相步进脉冲输出端。Em 为励磁监视端，Co 为输入脉冲监视端，PMM8713 内部原理如图 3.20(b)所示。



(a) 管脚图　　(b) 内部结构图

(c) 应用原理图

图 3.20　PMM8713 管脚图、内部结构与应用原理图

PMM8713 可以选择单时钟输入或双时钟输入，具有正反转控制、初始化复位、工作方式和输入脉冲状态监视等功能，所有输入端内部都设有斯密特整形电路，提高抗干扰能力，使用 4～18V 直流电源，输出电流为 20mA。如图 3.20(c)所示，接口选用单时钟输入方式，PMM8713 的 3 脚为步进脉冲输入端，4 脚为转向控制端，这两个引脚的输入均由微控制器提供和控制，选用对三相步进电机进行六拍方式控制，所以 5、6 脚接高电平，7 脚接地。

由于采用了脉冲分配器，微控制器只需提供步进脉冲，进行速度控制和转向控制，脉冲分配的工作交给 8713 来自动完成，因此，微控制器的负担减轻许多。

由于步进电机的驱动电流较大，所以微型机与步进电机的连接都需要专门的接口及驱动电路。驱动器可用大功率复合管，也可以是专门的驱动器。

此外还可以使用带公共时钟和复位四 D 触发器 74LS175、按 BCD 计数/时序译码器 CC4017 或者用双 D 触发器 CC4013、CC4085 与或非门组成硬件脉冲分配器，由于篇幅所限，不再赘述。

3.3.3　步进电动机的驱动

步进电动机不能直接接到工频交流或直流电源上工作，而必须使用专用的步进电动机驱动器，它由脉冲发生控制单元、功率驱动单元、保护单元等组成。驱动单元与步进电动机直接耦合，也可理解成步进电动机微机控制器的功率接口，这里予以简单介绍。

1. 单电压**功率**驱动**接口**

单电压驱动是指电动机绕组在工作时，只用一个电压电源对绕组供电，它的特点是电路最简单。

步进电动机使用脉冲电源工作，脉冲电源的获得可通过图3.21说明，开关管T是按照控制脉冲的规律“开”和“关”，使直流电源以脉冲方式向绕组L供电，这一过程我们称为步进电机的驱动。

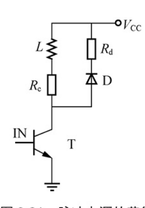
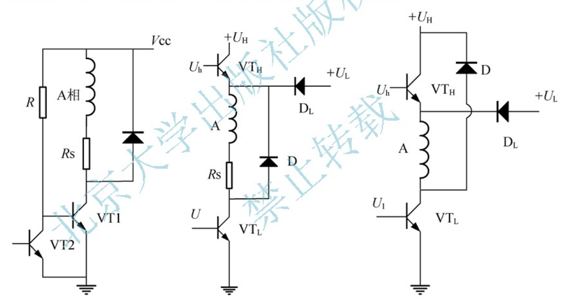


图 3.21 脉冲电源的获得

实用电路如图3.22(a)所示。在电动机绕组回路中串有电阻*R*s，使电机回路时间常数减小，高频时电动机能产生较大的电磁转矩，还能缓解电动机的低频共振现象，但它引起附加的损耗。一般情况下，简单单电压驱动线路中，*R*s是不可缺少的。在图3.22(a)中，电路中只有一个电源，电路中的限流电阻*R*s决定了时间常数，但*R*s太大会使绕组供电电流减小。这一矛盾不能解决时，会使电动机的高频性能下降，可在*R*s两端并联一个电容，以使电流的上升波形变陡，来改善高频特性，但这样做又使低频性能变差。



(a) 单电压功率驱动接口　　(b) 双电压功率驱动接口　　(c) 高低压驱动接口电路图

图 3.22 步进电动机驱动方式示意图

*R*s在工作中要消耗一定的能量，所以这个电路损耗大，效率低，一般只用于小功率步进电机的驱动。

2. **双**电压**功率**驱动**接口**

用提高电压的方法可以使绕组中的电流上升波形变陡，这样就产生了双电压驱动。双电压驱动有两种工作方式：双电压法和高低压法。

双电压驱动的基本思路是在较低(低频段)用较低的电压 U_L 驱动，而在高速(高频段)时用较高的电压 U_H 驱动。这种功率接口需要两个控制信号，U_h 为高压有效控制信号，U 为脉冲调宽驱动控制信号。如图3.22(b)所示，功率管 VT_H 和二极管 D_L 构成电源转换电路。

当 U_h 低电平，VT_H 关断，D_L 正偏置，低电压 U_L 对绕组供电；反之 U_h 高电平，VT_H 导通，D_L 反偏，高电压 U_H 对绕组供电。这种电路可使电机在高频段也有较大出力，而静止锁定时功耗减小。

虽然这方法保证了低频段仍然具有单电压驱动的特点，在高频段具有良好的高频特性，但仍没有摆脱单电压驱动的弱点，在限流电阻 R 上仍然会产生损耗和发热。

3. 高低压功率驱动接口

高低压驱动的设计思想是，不论电机工作频率如何，均利用高电压 U_H 供电来提高导通相绕组的电流前沿，而在前沿过后，用低电压 U_L 来维持绕组的电流。这一作用同样改善了驱动器的高频性能，而且不必再串联电阻 Rs，消除了附加损耗。高低压驱动功率接口也有两个输入控制信号 U_h 和 U_L，它们应保持同步，且前沿在同一时刻跳变，高压管 VT_H 的导通时间不能太大，也不能太小：太大时，电机电流过载；太小时，动态性能改善不明显。一般可取 1～3ms(当这个数值与电机的电气时间常数相当时比较合适)。

高低压驱动电路如图3.22(c)所示。高低压驱动法是目前普遍应用的一种方法，由于这种驱动在低频时电流有较大的上冲，电动机低频噪声较大，低频共振现象存在，使用时要注意。

4. 斩波恒流功率驱动接口

恒流驱动的设计思想是，设法使导通相绕组的电流不论在锁定、低频、高频工作时均保持固定数值。使电机具有恒转矩输出特性。这是目前使用较多、效果较好的一种功率接口。图 3.23 是斩波恒流功率接口原理图，图中 R 是一个用于电流采样的小阻值电阻，称为采样电阻。当电流不大时，VT1 和 VT2 同时受控于走步脉冲，当电流超过恒流给定的数值，VT2 被封锁，电源被切除。由于电机绕组具有较大电感，此时靠二极管 VD 续流，维持绕组电流，电机靠消耗电感中的磁场能量产生出力。此时电流将按指数曲线衰减，同样电流采样值将减小。当电流小于恒流给定的数值，VT2 导通，电源再次接通。如此反复，电机绕组电流就稳定在由给定电平所决定的数值上，形成小的锯齿波，如图 3.23 所示。

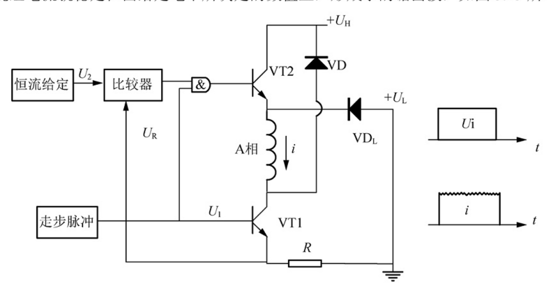


图 3.23 斩波恒流功率驱动接口

斩波恒流功率驱动接口也有两个输入控制信号，其中 U_1 是数字脉冲，U_2 是模拟信号。这种功率接口的特点是：高频响应大大提高，接近恒转矩输出特性，共振现象消除，但线路较复杂。目前已有相应的集成功率模块可供采用。

5. **升频升压功率驱动接口**

为了进一步提高驱动系统的高频响应，可采用升频升压功率驱动接口。这种接口对绕组提供的电压与电机的运行频率呈线性关系。它的主回路实际上是一个开关稳压电源，利用频率—电压变换器，将驱动脉冲的频率转换成直流电平，并用此电平去控制开关稳压电源的输入，这就构成了具有频率反馈的功率驱动接口，如图 3.24 所示。

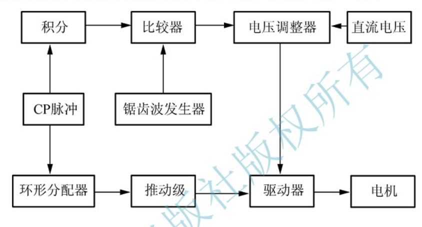


图 3.24 升频升压功率驱动接口

6. **集成功率驱动接口**

目前，已有多种用于小功率步进电动机的集成功率驱动接口电路可供选用。

SGS 公司的 L298 芯片是一种双 H 桥式驱动器，它设计成接收标准 TTL 逻辑电平信号，可用来驱动电感性负载。H 桥可承受 46V 电压，相电流高达 2.5A。L298(或 XQ298，SGS298)的逻辑电路使用 5V 电源，功放级使用 5～46V 电压，下桥发射极均单独引出，以便接入电流取样电阻。L298 采用 15 脚双列直插小瓦数式封装，工业品等级，它的内部结构如图 3.25 所示。H 桥驱动的主要特点是能够对电机绕组进行正、反两个方向通电。L298 特别适用于对二相或四相步进电动机的驱动。

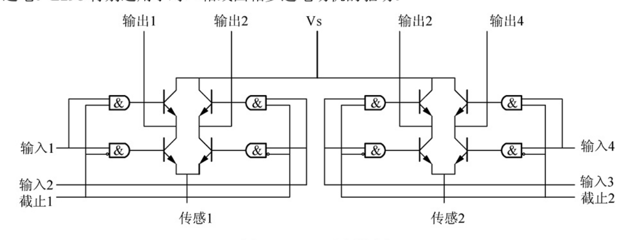


图 3.25 L298 原理框图

对小机座号的两相永磁步进电机及两相(四相)混合式步进电动机，应用 SGS 公司的 L297 和 L298 两芯片可以方便组成步进电动机控制驱动器，并可与微处理器连接控制，其中 L297 是步进电动机控制器(包括环形分配器)。采用 L297 和 L298 实现的步进电机驱动电路，组成完整的步进电机固定斩波频率的 PWM 恒流斩波驱动器，如图 3.26 所示，适用两相双极性步进电机，最高电压 46V，每相电流可达 2A。用两片 L298 和一片 297 配合使用，可驱动更大功率的两相步进电机。L297 和 L298 组合控制驱动的步进电机可用于如打印机的托架位置、记录仪的进给机构，以及打字机、数控机床、软盘驱动器、机器人、绘图机、复印机、阀门等设备和装置。L297 接收从微处理器来的步进时钟，反向和模式信号，从而产生对功率级控制的信号。

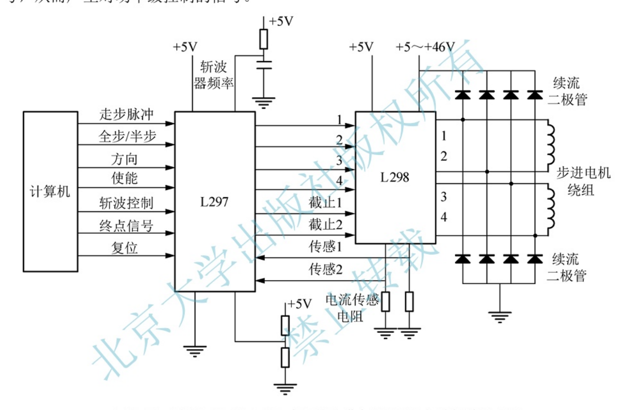


图 3.26 采用 L297 和 L298 实现的步进电机 PWM 恒流斩波驱动器

L297 单片步进电机控制集成电路适用于双极性两相步进电机或四相单极性步进电机的控制。L297 的主要功能是译码器，它可产生单四拍、双四拍和四相八拍工作所需的适当相序信号，可以采用半步、两相励磁、单相励磁 3 种工作方式控制步进电机，并且控制电机的片内 PWM 斩波电路允许 3 种工作方式的切换。使用 L297 突出的特点是外部只需时钟、方向和工作方式 3 个输入信号，同时 L297 自动产生电机励磁相序减轻了微处理器控制及编程的负担。

L297 主要由译码器、两个固定斩波频率的 PWM 恒流斩波器以及输出逻辑控制组成，其内部结构图如图 3.27 所示。

与 L298 类似的电路还有 TER 公司的 3717，它是单 H 桥电路，SGS 公司的 SG3635 则是单桥臂电路，IR 公司的 IR2130 则是三相桥电路，Allegro 公司则的 A2916、A3953 等小功率驱动模块，等等。

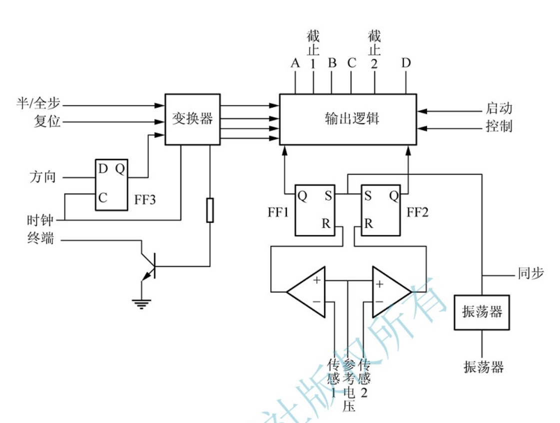


图 3.27　L297 原理框图

7. 细分驱动

如果要求步进电动机有更小的步距角，更高的分辨率(脉冲当量)，或者为减小电动机振动、噪声等原因，可以在每次输入脉冲切换时，不是将绕组电流全部通入或者切断，而是只改变相应绕组中额定的一部分，则电动机的合成磁势也只旋转步距角的一部分，转子的每步运行也只有步距角的一部分，绕组电流分成数个台阶(阶梯波)，则转子就以同样的次数转过一个步距角，这种将一个步距角细分成若干步的驱动力法，称为细分驱动。

细分驱动器实质上就是通过改变相邻(如 A、B 相)电流的大小，以改变合成磁场的夹角来控制步进电机运转的。绕组电流不是方波，而是阶梯波，额定电流是阶梯式的投入或切除。

细分驱动需要控制相绕组电流的大小，由前述驱动线路的原理可以看出，只有单电压串电阻驱动和斩波横流驱动可用于细分驱动。

3.3.4　步进电动机的控制系统

典型的步进电动机控制系统，如图 3.28 所示。

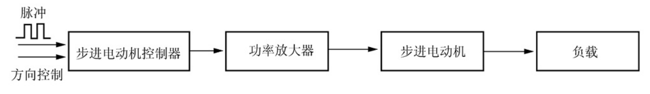


图 3.28　步进电动机控制系统的组成

步进电动机控制系统主要是由步进电动机控制器、功率放大器及步进电动机组成。步进电动机控制器是由缓冲寄存器、环形分配器、控制逻辑及正、反转控制门等组成。它的

作用就是能把输入的脉冲转换成环形脉冲，以便控制步进电动机，并能进行正反向控制。功率放大器的作用就是把控制器输出的环形脉冲加以放大，以驱动步进电动机转动。在这种控制方案中，由于步进电动机控制器线路复杂，成本高，因而限制了它的应用。但是，如果用计算机控制系统，由软件代替上述步进电动机控制器，则问题将大大简化，成本也将下降，而且还使可靠性大大加强。特别是用微型计算机控制，可根据系统的需要，灵活改变步进电动机的控制方案，因而用起来更加灵活。典型的微型计算机控制的步进电动机系统，其原理如图 3.29 所示。

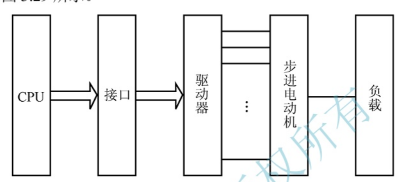


图 3.29　计算机控制步进电动机原理图

图 3.29 与图 3.28 相比，主要区别在于用微型计算机代替了步进电动机控制器。因此，计算机的主要作用就是把并行二进制码转换成串行脉冲序列，并实现方向控制。每当步进电动机脉冲输入线上得到一个脉冲，它便沿着转向控制线信号所确定的方向走一步。只要负载是在步进电动机的允许范围内，每个脉冲将使步进电动机转动一个固定的步距角度，根据步距角的大小及实际走的步数，只要知道最初位置，便可知道步进电动机的最终位置。驱动器的功率放大器件有中功率晶体管、大功率晶体管、大功率达林顿晶体管、可控硅、可关断可控硅、场效应功率管、双极型晶体管与场效应管的复合管以及各种功率模块。

1. **步进电机的速度控制**

步进电机的速度控制是通过单片机发出的步进脉冲频率来实现，对于软脉冲分配方式，可以采用调整两个控制字之间的时间间隔来实现调速，对于硬脉冲分配方式，可以控制步进脉冲的频率来实现调速。控制步进电机的速度的方法可有以下两种。

(1) 软件延时法：改变延时的时间长度就可以改变输出脉冲的频率，但这种方法 CPU 长时间等待，占用大量的机时，因此没有实践价值。

(2) 定时器中断法：在中断服务子程序中进行脉冲输出操作，调整定时器的定时常数就可以实现调速，这种方法占有的 CPU 时间较少，在各种单片机中都能实现，是一种比较实用理想的调速方法。

定时器法利用定时器进行工作。为了产生步进脉冲，要根据给定的脉冲频率和单片机的机器周期来计算定时常数。这个定时器决定了定时时间，当定时时间到而使定时器产生溢出时发生中断，在中断子程序中进行改变输出频率信号端口电平状态的操作，这样就可以得到一个给定频率的方波输出，改变定时常数，就可以改变方波的频率，从而实现调速。

2. **步进电机的位置控制**

步进电机的位置控制，指的是控制步进电机带动执行机构从一个位置精确地运行到另一个位置，步进电机的位置控制是步进电机的一大优点，它可以不用借助位置传感器而只需要简单的开环控制就能达到足够的位置精度，因此应用很广。步进电机的位置控制需要以下两个参数。

(1) 第一个参数：步进电机控制执行机构当前的位置参数(绝对位置)，绝对位置时有极限的，其极限时执行机构运动的范围，超越了这个极限就应报警。

(2) 第二个参数：从当前位置移动到目标位置的距离，可以用折算的方式将这个距离折算成步进电机的步数，这个参数是外界通过键盘或可调电位器旋钮输入的，所以折算的工作应该在键盘程序或 A/D 转换程序中完成。

对步进电机位置控制的一般作法是，步进电机每走一步，步数减 1，如果没有失步存在，当执行机构到达目标位置时，步数正好减到 0，因此，用步数等于 0 来判断是否移动到目标位，作为步进电机停止运行的信号。

3.3.5 步进电动机的程序设计

控制程序的主要任务如下。

(1) 判别旋转方向。

(2) 按顺序传送控制脉冲。

(3) 判断所要求的控制程序是否传送完毕。

例 3.3 步进电机的控制电路如图 3.30 所示，步进电动机的工作方式为三相六拍。

通过微控制器 89S51 P1 口线输出驱动信号给驱动电路 UNL2003，按顺序给 A、B、C 绕相组施加有序的脉冲直流，就可以控制电机的转动，从而完成了数字→角度的转换。转动的角度大小与施加的脉冲数成正比，转动的速度与脉冲频率成正比，而转动方向则与脉冲的顺序有关。

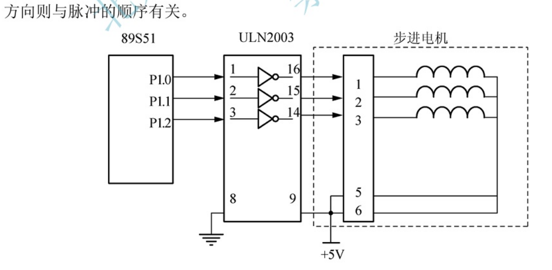


图 3.30 步进电机的控制接口电路

ULN2003 是一个大电流驱动器，为达林顿管阵列电路，由7 个 NPN 达林顿管组成，可输出 500mA 电流，同时起到电路隔离作用，各输出端与COM 间有起保护作用的反相二极管。

ULN2003 的每一对达林顿管都串联一个 2.7kΩ的基极电阻，在 5V 的工作电压下它能与 TTL 和 CMOS 电路直接相连，可以直接处理原先需要标准逻辑缓冲器来处理的数据。ULN2003 工作电压高，工作电流大，灌电流可达 500mA，并且能够在关断时承受 50V 的电压，输出还可以在高负载电流并行运行。ULN2003 内部原理如图 3.31 所示。

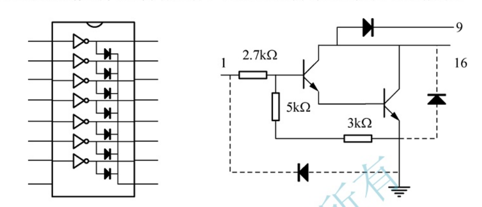


图 3.31 步进电机驱动器 ULN2003 结构和驱动原理示意图

三相六拍步进电动机控制程序的流程图如图 3.32 所示。本例中以 89S51 单片机作为控制器，程序采用循环设计法进行设计。所谓循环设计法就是把环形节拍控制模型按顺序放在内存单元中，然后按顺序逐一从单元中取出控制模型并输出。这样可以使程序大大简化，节拍越多，优越性越显著。

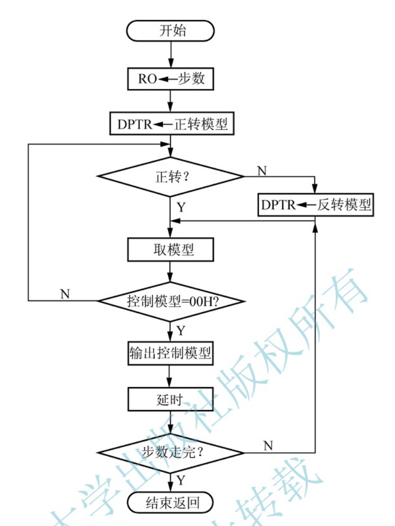


图 3.32　三相六拍步进电动机控制程序的流程图

图 3.32 所示的流程图对应的程序如下：



```
        ORG     8000H
START:  MOV     R0,#N                   ;取步数 N
LOOP0:  MOV     R1,#03H
        MOV     DPTR,#POINT             ;送控制模型表地址指针
        JNB     00H,LOOP2               ;反转,转 LOOP2
LOOP1:  MOV     A,R1                    ;取控制模型
        MOVC    A,@A+DPTR
        JZ      LOOP0                   ;控制模型为 00H,转 LOOP0
        MOV     P1,A                    ;输出控制模型
        ACALL   DELAY                   ;延时
        INC     R1
        DJNZ    R0,LOOP1                ;未走完,继续走
        RET
LOOP2:  MOV     A,R1                    ;求反转模型偏移量
        ADD     A,#07H
        MOV     R1,A
        AJMP    LOOP1
DELAY:  (略)                            ;延时,与转速有关
POINT   DB      01H                     ;正转模型
        DB      03H
        DB      02H
        DB      06H
        DB      04H
        DB      05H
        DB      00H
        DB      01H                     ;反转模型
        DB      05H
        DB      04H
        DB      06H
        DB      02H
        DB      03H
        DB      00H
COUNT   EQU     40H
POINT   EQU     0200H
```


3.3.6 步进电动机和交流伺服电动机性能比较

步进电动机是一种离散运动的装置，它和现代数字控制技术有着本质的联系。在目前国内的数字控制系统中，步进电动机的应用十分广泛。随着全数字式交流伺服系统的出现，交流伺服电动机也越来越多地应用于数字控制系统中。为了适应数字控制的发展趋势，运动控制系统中大多采用步进电动机或全数字式交流伺服电机作为执行电动机。虽然两者在控制方式上相似(脉冲和方向信号)，但在使用性能和应用场合上存在着较大的差异。

1. 控制精度不同

两相混合式步进电机步距角一般为 3.6°、1.8°，五相混合式步进电机步距角一般为 0.72°、0.36°。也有一些高性能的步进电机步距角更小。如四通公司生产的一种用于慢走

丝机床的步进电机，其步距角为0.09°；德国百格拉公司(BERGER LAHR)生产的三相混合式步进电机其步距角可通过拨码开关设置为1.8°、0.9°、0.72°、0.36°、0.18°、0.09°、0.072°、0.036°，兼容了两相和五相混合式步进电机的步距角。交流伺服电机的控制精度由电机轴后端的旋转编码器保证。以松下全数字式交流伺服电机为例，对于带标准2500线编码器的电机而言，由于驱动器内部采用了四倍频技术，其脉冲当量为360°/10000=0.036°。对于带17位编码器的电机而言，驱动器每接收2^{17}=131072个脉冲电机转一圈，即其脉冲当量为360°/131072=9.89s。是步距角为1.8°的步进电机的脉冲当量的1/655。

2. 低频特性不同

步进电机在低速时易出现低频振动现象。振动频率与负载情况和驱动器性能有关，一般认为振动频率为电机空载起跳频率的一半。这种由步进电机的工作原理所决定的低频振动现象对于机器的正常运转非常不利。当步进电机工作在低速时，一般应采用阻尼技术来克服低频振动现象，如在电机上加阻尼器，或驱动器上采用细分技术等。　交流伺服电机运转非常平稳，即使在低速时也不会出现振动现象。交流伺服系统具有共振抑制功能，可涵盖机械的刚性不足，并且系统内部具有频率解析机能，可检测出机械的共振点，便于系统调整。

3. 矩频特性不同

步进电机的输出力矩随转速升高而下降，且在较高转速时会急剧下降，所以其最高工作转速一般在300～600RPM。交流伺服电机为恒力矩输出，即在其额定转速(一般为2000RPM或3000RPM)以内，都能输出额定转矩，在额定转速以上为恒功率输出。

4. 过载能力不同

步进电机一般不具有过载能力。交流伺服电机具有较强的过载能力。以松下交流伺服系统为例，它具有速度过载和转矩过载能力。其最大转矩为额定转矩的3倍，可用于克服惯性负载在启动瞬间的惯性力矩。步进电机因为没有这种过载能力，在选型时为了克服这种惯性力矩，往往需要选取较大转矩的电机，而机器在正常工作期间又不需要那么大的转矩，便出现了力矩浪费的现象。

5. 运行性能不同

步进电机的控制为开环控制，启动频率过高或负载过大易出现丢步或堵转的现象，停止时转速过高易出现过冲的现象，所以为保证其控制精度，应处理好升、降速问题。交流伺服驱动系统为闭环控制，驱动器可直接对电机编码器反馈信号进行采样，内部构成位置环和速度环，一般不会出现步进电机的丢步或过冲的现象，控制性能更为可靠。

6. 速度响应性能不同

步进电机从静止加速到工作转速(一般为每分钟几百转)需要200～400ms。交流伺服系统的加速性能较好，以松下MSMA　400W交流伺服电机为例，从静止加速到其额定转速3000RPM仅需几毫秒，可用于要求快速启停的控制场合。

综上所述，交流伺服系统在许多性能方面都优于步进电机。但在一些要求不高的场合

也经常用步进电机来作执行电动机。所以，在控制系统的设计过程中要综合考虑控制要求、成本等多方面的因素，选用适当的控制电机。



3.3.7 步进电动机的选择

步进电动机有步距角(涉及相数)、静转矩、及电流三大要素组成，一旦三大要素确定，步进电动机的型号便确定下来了。

1. 步距角的选择

电动机的步距角取决于负载精度的要求，将负载的最小分辨率(当量)换算到电动机轴上，每个当量电动机应走多少角度(包括减速)。电动机的步距角应等于或小于此角度。目前市场上步进电动机的步距角一般有 0.36°/0.72°(五相电动机)、0.9°/1.8°(二、四相电动机)、1.5°/3°(三相电动机)等。

2. 静力矩的选择

步进电动机的动态力矩一下子很难确定，一般先确定电动机的静力矩。静力矩选择的依据是电动机工作的负载，而负载可分为惯性负载和摩擦负载二种。单一的惯性负载和单一的摩擦负载是不存在的。直接启动时(一般由低速)二种负载均要考虑，加速启动时主要考虑惯性负载，恒速运行时只要考虑摩擦负载。一般情况下，静力矩应为摩擦负载的2～3 倍内，静力矩一旦选定，电动机的机座及长度便能确定下来(几何尺寸)。

3. 电流的选择

静力矩一样的电动机，由于电流参数不同，其运行特性差别很大，可依据矩频特性曲线图，判断电动机的电流(参考驱动电源、及驱动电压)。矩频特性曲线可参考相关的资料，这里不再赘述。

3.4 小　　结

数字程序控制是计算机控制中一种典型的控制形式，在工业生产中有广泛的应用，其中数字控制机床是其中的代表。本章介绍了数字程序控制的概念及其组成形式，逐点比较插补原理以及步进电动机的工作原理及工作方式控制。

数字程序控制是指能根据输入的指令和数据，控制生产机械按规定的工作顺序、运动顺序、运动距离和运动速度等规律而自动完成工作的自动控制。数字程序控制系统主要分为开环数字控制和闭环数字控制两种形式。闭环数字控制由于其结构复杂，难于调整和维护的缺点，主要用于要求精度较高的系统；而开环数字控制则因其具有结构简单、成本低、可靠性高、易于调整和维护等特点，使得其被广泛采用。

数字程序控制系统中常采用的数值计算方法是插补运算，本章介绍了逐点比较直线插补和逐点比较圆弧插补两种插补方法。两种方法的基本都属于逐点比较插补，以阶梯线来逼近直线(逐点比较直线插补)或圆弧(逐点比较圆弧插补)。在不同的加工要求下，可以通过选择合适的步长达到系统所需的加工精度。

步进电动机是数字程序控制系统中最常见的驱动部件，具有快速起停、精度高、能接收数字量信号等特点。本书仅介绍了三相步进电动机，其工作方式有单三拍、双三拍和三相六拍 3 种工作方式。选用不同的工作方式，可以使步进电动机适应不同的设计要求。



步进电动机控制的一些术语及主要特点

术语：

1. 定子相绕组的供电脉冲频率 $f_{□}=f/N$

设控制脉冲的频率为 f，在每一个通电循环内控制脉冲的个数为 N(拍数)，而每相绕组的供电脉冲个数却恒为 1，因此 $f_{□}=f/N$ 。

2. 齿距角 θ_t 和步距角 θ_b

$$齿距角：\theta_t=\frac{360°}{Z_k}，步距角：\theta_b=\frac{360°}{N\cdot Z_k}$$

式中， Z_k 为转子的齿数， N 为拍数。

3. 转速、转角和转向

步进电动机的转速为：$n=\frac{60f}{N\cdot Z_k}=\frac{\theta_b}{6}f\,(\text{r/min})$，式中 θ_b 的单位为(°)，即电动机转速正比于控制脉冲的频率。

既然每个控制脉冲使步进电动机转动一个 θ_b，则步进电动机的实际转角为：$\theta=\theta_b\cdot N'$，式中 N' 为控制脉冲的个数。

步进电动机的旋转方向取决于通电脉冲的顺序，只要步进电动机在不失步、不丢步的情况下，其转速、转角关系与电压、负载、温度等因素无关，所以步进电动机更便于控制。

主要特点：

(1) 步进动电机没有积累误差：一般步进电机的精度为实际步距角的 3%～5%，且不累积。

(2) 步进电动机在工作时，脉冲信号按一定顺序轮流加到各相绕组上(由驱动器内的环形分配器控制绕组通断电的方式)。

(3) 具有带电自锁能力。当控制脉冲停止输入，且让最后一个控制脉冲的绕组继续通电时，则步进电动机就可以保证在固定的位置上，即停在最后一个控制脉冲所控制的角位移的重点位置上，所以具有带电自锁能力。

(4) 即使是同一台步进动电机，在使用不同驱动方案时，其矩频特性也相差很大。

3.5 习　　题

1. 数字控制有_________和_________方式。
2. 简述逐点比较插补的基本思想。
3. 试采用某一种汇编语言编写下列插补计算程序。

(1) 第一象限直线插补程序。

(2) 第一象限逆圆弧插补程序。

4. 若加工第一象限直线OA，起点$O(0，0)$，终点$A(5，6)$。

(1) 按逐点比较法插补进行列表计算。

(2) 画出走步轨迹图，并标明进给方向和步数。

5. 三相步进电动机的工作方式包括(　　　　)。

A. 单三拍　　　　B. 双三拍　　　　C. 三相六拍

6. 采用74HC273作为x轴三相步进电动机和y轴三相步进电动机的控制接口。

(1) 画出接口电路原理图。

(2) 分别写出x轴和y轴步进电动机在三相单三拍、三相双三拍和三相六拍工作方式下的数字模型。

7. 选用微控制器、光电耦合器、三极管、分立器件若干，设计一个三极管三级放大的步进电机驱动与控制系统，并编制相应汇编程序，要求该步进电动机的速度为150转/s，采用单三拍工作方式，采用按键控制正反转和停止控制。

第 4 章　计算机控制系统的控制算法

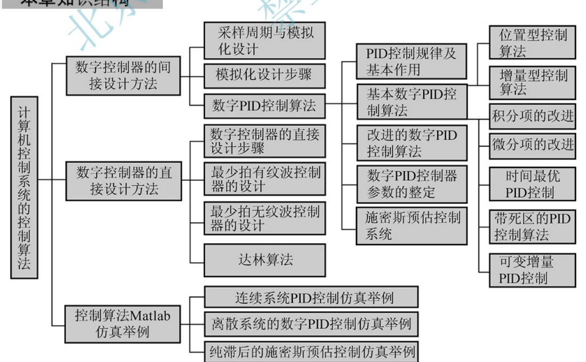
教学提示

在计算机控制系统中，控制器的设计方法有直接设计法和间接设计法两种。间接设计法又称模拟化设计法，主要思路是先按照自动控制原理中的连续系统综合校正的方法求取校正环节的传递函数，然后再将该传递函数离散化，进而设计数字控制器。间接设计法中的典型代表是 PID 算法。连续系统中按偏差的比例、积分和微分进行控制的调节器简称为 PID 调节器，是技术成熟、应用最为广泛的一种控制器。其结构简单，各环节之间为并联关系，使得 K_P、T_I、T_D 互相独立，故参数调整更加方便。直接设计法是指在设计控制器算法时，从被控对象实际特性出发，直接根据采样系统理论来设计数字控制器的方法。其中，最常用的方法有最少拍有纹波设计、最少拍无纹波设计和达林算法。另外，在系统设计的过程中，系统的仿真也是验证系统设计效果的重要手段，本章也在最后介绍了一些有关 MATLAB 仿真的实例。

教学要求

通过本章的学习，重点掌握连续系统离散化的方法、数字 PID 算法设计及其参数的整定方法、施密斯预估器的设计，以及最少拍有纹波、最少拍无纹波和达林算法三种直接设计法，了解 MATLAB 仿真在计算机控制系统中的应用。

本章知识结构



【引言】

与连续控制系统一样，计算机控制系统的设计方法亦可分为经典设计方法和现代控制理论设计方法两种，并且连续控制系统的大部分设计方法可推广应用至计算机控制系统。

连续控制系统的控制器由放大器和校正装置组成，如果控制系统的性能指标要求改变，则控制系统的控制策略亦需要改变，而由模拟元器件构成的放大器或校正装置也需要改变。如果在连续域里设计控制器，系统的信号皆为连续模拟信号，可以采用自动控制原理中的根轨迹法、时域与频域结合的分析法对校正装置进行设计。但计算机控制系统除有连续模拟信号之外，还有离散模拟、离散数字等信号形式，在计算机控制系统设计时，可以采用两种设计方法：①将此系统看成连续系统，在连续域上设计得到控制器，再将其离散化(数字化)，即数字控制器的间接设计方法；②将此系统看成离散信号系统，直接在离散域进行设计，得到数字控制器，即数字控制器的直接设计方法。不论哪一种设计方法，控制器都以软件的形式由计算机编程实现。

本章主要介绍数字控制器的间接设计方法和直接设计方法，同时详细介绍控制系统中常用的数字 PID 控制算法。

4.1 数字控制器的间接设计方法

数字控制器的间接设计是将计算机控制系统(图 4.1)看作是一个连续系统，采用自动控制理论中的连续系统综合校正设计方法设计出模拟控制器，并依据一定条件，做出某种近似，从而将其离散化后得到数字控制器。由于大多数技术人员对数频率特性法、根轨迹法等连续系统的设计方法已经十分熟悉，因此采用间接设计方法进行数字控制器设计的方法易于接受和掌握，应用广泛。

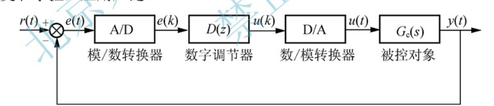


图 4.1 计算机控制系统的典型结构图

4.1.1 采样周期与模拟化设计

要使离散系统近似看成连续系统，对采样周期有一定的要求。首先采样周期 T 的确定要满足香农采样定理。设连续信号 $x(t)$ 的频带宽度是有限的，所包含的频谱 $x(\omega)$ 的最高频率为 ω_{max}，为了使连续信号 $x(t)$ 经采样后所产生的离散频谱 $x'(k\omega)$ 彼此之间不重叠，并能复现原信号 $x(t)$ 的全部信息，则要求采样频率 ω_s 满足下述关系：

$$\omega_s \geqslant 2\omega_{max} \tag{4.1}$$

这便是著名的香农采样定理，它是使数字控制器进行模拟化设计的最基本的前提条件。

观察图 4.1 可知，误差 $e(t)$ 经采样保持器和 A/D 转换器变成数字量 $e(k)$ 后送入计算机，计算机按照一定的控制规律进行计算，所得的计算结果 $u(k)$ 再经过 D/A 转换器转换和零

阶保持器保持后，得到连续的控制量$u(t)$，作用到被控对象上，实现对被控参数$y(t)$的调节。其次，由于计算机的运算速度快，并且 A/D 转换器的转换精度足够高，使得信号经过计算机处理时，既不会降低精度，也不至于产生较大的滞后。

根据自动控制理论可知采样器可使离散系统的峰值时间和调节时间略有减小，但使超调量增大，造成的信息损失会降低系统的稳定性。零阶保持器使系统的峰值时间和调节时间都加长，超调量和震荡次数也增加，这是因为除了采样造成的不稳定因素外，零阶保持器的相角滞后降低了系统的稳定性。图 4.1 中的零阶保持器是依靠系统中的 D/A 转换器的输出保持来实现的，当信号通过时，将会发生幅值衰减和相位滞后，幅值衰减为原信号的$\sin\frac{\omega T}{2}/(\frac{\omega T}{2})$，相位滞后为$\angle \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\omega T}{2}}$。但是，如果选择采样周期$T$足够小，即采样频率足够高时，有$\sin\frac{\omega T}{2}/(\frac{\omega T}{2}) \approx 1$，相位滞后很小，因此可以忽略这一影响，这样可以将计算机控制系统近似看作连续系统进行设计。理论上讲，间接设计方法得以实现的重要依据是，第一，采样周期T要满足香农采样定理；第二，采样周期T足够小，达到零阶保持器的相位滞后可以忽略不计的程度。当然，现实中还要考虑一些其他因素，这将在后面章节中再予以讨论。

4.1.2　模拟化设计步骤

满足香农采样定理是保证连续信号离散化后不失真的必要条件，因此在使用间接法设计数字控制器的时候就需要选择合适的采样周期。同时，对所得到模拟控制器的数学模型进行离散化时，还需要有一定的数学依据来完成这种形式上的转变。下面就具体讨论如何来选择系统的采样周期以及在模拟控制器离散化时常用的数学方法。

1. 设计假想的模拟控制器

将图 4.1 所示的计算机控制系统假想为一个连续系统，如图 4.2 所示，即将实现数字控制器的计算机和零阶保持器合在一起，作为一个模拟环节看待，其输入误差为$e(t)$、输出为控制量$u(t)$、等效传递函数为$D(s)$。

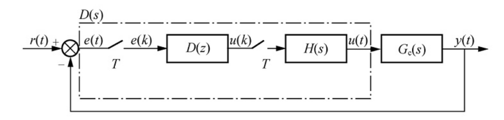


图 4.2　假想的连续系统示意图

按照对数频率特性法、根轨迹法等连续系统的校正方法，可以设计出校正环节$D(s)$，即为连续系统的调节器。

2. 正确地选择采样周期

香农采样定理给出了从采样信号恢复连续信号的最低采样频率。但是，实际中由于被控对象的物理过程及参数的变化比较复杂，致使模拟信号的最高频率$\omega_{\max}$很难确定，因此

工程技术人员常从以下几个方面综合考虑来选取采样周期T。

(1) 从调节品质上考虑，希望采样周期短，以减少系统纯滞后的影响，提高控制精度。通常保证在95%的系统的过渡过程时间内，采样6～15次即可。

(2) 从快速性和抗干扰性方面考虑，希望采样周期尽量短，这样给定值的改变可以迅速地通过采样得到反映，而不至于产生过大的延时。

(3) 从计算机的工作量和回路成本考虑，采样周期T应该长一些，尤其是多回路控制时，应使每个回路都有足够的计算时间。当被控对象的纯滞后时间τ较大时，常选$T=\tau$。

(4) 从计算精度方面考虑，采样周期T不应过短。否则，当主机字长较小时，若采样周期T过短，将使得前后两次采样值差别较小，导致调节作用减弱，增加了计算机不必要的工作量。尤其是对于多输入多输出系统，还可能会产生病态矩阵。另外，若执行机构的响应速度较慢，会出现这种情况，即新的控制量已经输出，而前一次控制还没完成，这样采样周期再短也将毫无意义，因此采样周期T必须大于执行机构的调节时间。

此外，被控量不同，采样周期也不同，对于动力、石油、化工等工业过程可采用表4-1的数据作参考，再通过实验确定合适的采样周期。

表4-1　采样周期的经验数据表

被 控 量	采样周期/s	注
流量	1～5	优选1s
压力	3～10	优选5s
液位	6～8	优选7s
温度	15～20	优选纯滞后时间
成分	15～20	优选18s

总之，影响采样周期T的因素很多，在设计系统时，应该针对不同情况，在这些控制要求之间选取恰当的采样周期T。

3. 将模拟控制器离散化为数字控制器

由于计算机控制系统是离散系统，所以要将连续控制系统的调节器传递函数$D(s)$等效为离散系统的脉冲传递函数$D(z)$。但是，这种转换并不是将模拟控制器的$D(s)$简单进行Z变换来得到数字控制器的$D(z)$的，而是通过一定离散化方法使二者有近似相同的动态特性和频率响应特性。

将$D(s)$离散化为$D(z)$的方法有很多。如双线性变换法、前向差分法、后向差分法、冲激不变法、零极点匹配法等。这里仅介绍双线性变换法、前向差分法、后向差分法。

1) 双线性变换法

双线性变换法也称为梯形法或图斯汀(Tustin)法，是基于梯形面积近似积分的方法。按Z变换的定义，利用泰勒级数展开，可得

$$z = e^{sT} = \frac{e^{\frac{sT}{2}}}{e^{-\frac{sT}{2}}} = \frac{1+\frac{sT}{2}+\cdots}{1-\frac{sT}{2}+\cdots} \approx \frac{1+\frac{sT}{2}}{1-\frac{sT}{2}} \tag{4.2}$$

由式(4.2)可解得

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \tag{4.3}$$

则 $D(s)$ 离散化后的脉冲传递函数为

$$D(z) = D(s)\big|_{s=\frac{2}{T}\cdot\frac{z-1}{z+1}} \tag{4.4}$$

双线性变换有如下特点。

(1) 变换关系简单，使用方便。

(2) 将 S 左半平面变换到 Z 平面的单位圆内，所以 $D(s)$ 稳定，则 $D(z)$ 也稳定。

2) 前向差分法

如果将 $z = e^{st}$ 直接展开成泰勒级数，有

$$z = e^{sT} = 1 + sT + \cdots \approx 1 + sT \tag{4.5}$$

从而得到 s 与 z 之间的变换关系，即

$$s = \frac{z-1}{T} \tag{4.6}$$

则 $D(s)$ 离散化后的脉冲传递函数为

$$D(z) = D(s)\big|_{s=\frac{z-1}{T}} \tag{4.7}$$

应用前向差分法会将 S 左半平面区域映射到 Z 平面的单位圆外，因此 $D(s)$ 即便稳定，也会造成 $D(z)$ 不稳定，数字控制器本身的不稳定势必会使离散系统不稳定，所以实际中一般不会用这种前向差分法离散化 $D(s)$。从另一个角度看，用前向差分法所得到的算法 $D(z)$ 在计算控制量 $U(z)$ 时，需要在 k 时刻知道 $k+1$ 时刻的 $e(k+1)$，这在物理上是难以实现的，当然如果采用预估法则另当别论。

3) 后向差分法

同理，将 $z = e^{Ts}$ 变形后再展成泰勒级数，有

$$z = e^{Ts} = \frac{1}{e^{-Ts}} \approx \frac{1}{1-sT} \tag{4.8}$$

由此得到 s 与 z 之间的变换关系，即

$$s = \frac{z-1}{Tz} \tag{4.9}$$

则 $D(s)$ 离散化后的脉冲传递函数为

$$D(z) = D(s)\big|_{s=\frac{z-1}{Tz}} \tag{4.10}$$

后向差分法有如下特点。

(1) 使用方便。

(2) 将 S 左半平面映射为 Z 平面的单位圆内，所以 $D(s)$ 稳定，离散化后的 $D(z)$ 也稳定。

4. 求出与 $D(s)$ 对应的差分方程

为了用计算机实现数字控制器 $D(z)$，必须求出相应的差分方程，实现的方法有两种：一是由 $D(s)$ 写出系统的微分方程，然后进行差分处理得到相应的差分方程，如数字 PID 控制算法就是由此推导出来的；另一个途径是根据数字调节器 $D(z)$，用直接程序设计法、串联实现法等将其变为差分方程。

设数字控制器 $D(z)$ 的一般形式为

$$D(z)=\frac{b_0+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}+\cdots+b_nz^{-m}}{1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}+\cdots+a_nz^{-n}} \tag{4.11}$$

式中 $n \geqslant m$；

系数 a_i、b_i 为实数，且有 n 个极点和 m 个零点。

式(4.11)可写为

$$U(z)=(-a_1z^{-1}-a_2z^{-2}-\cdots-a_nz^{-n})U(z)+(b_0+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}+\cdots+b_nz^{-m})E(z) \tag{4.12}$$

式(4.12)对应的差分方程为

$$U(z)=-\sum_{j=1}^{n}a_jU(k-j)+\sum_{j=0}^{m}b_jE(k-j) \tag{4.13}$$

式(4.13)即为用直接程序设计法将 $D(z)$ 转变为差分方程的通式。将式(4.13)用程序实现就是所要求得的控制算法或数字控制器。

5. 根据差分方程编制相应程序，以实现计算机控制

设计好的控制算法投入使用前，要进行数字仿真，若不合乎要求，应予以修改，直至达到系统的性能指标为止。

4.2 数字 PID 控制算法

PID 控制是迄今为止最通用的控制方法，大多数反馈回路用该方法或其较小的变形来控制，PID 调节器/控制器及其改进型是在工业过程控制中最常见的控制器。

在早期的模拟控制系统的设计中，人们常用模拟 PID 调节器作为系统的控制器。由于模拟 PID 调节器有无须建立被控对象的数学模型，整定方法简单等优点，因此受到广大工程技术人员的喜爱，得到了广泛的应用。采用计算机作为系统的控制器后，使得 PID 控制实现起来变得更为简便。鉴于计算机程序的灵活性，对 PID 控制算法进行适当改进后，就很容易克服模拟 PID 控制在使用中出现的一些问题，而得到更完善的数字 PID 算法。下面介绍一下数字 PID 控制算法及其改进算法。

4.2.1 PID 控制规律及基本作用

设计控制器时，人们常采用的基本控制规律是比例(P)、积分(I)、微分(D)或者采用这些基本控制规律的某种组合，如 PI、PD、PID 等组合。在系统控制器的设计过程中，只有熟悉每种控制规律在系统组成中的作用及其物理意义，才能设计出达到性能指标的控制器，进而达到改善系统的静、动态性能，取得满意的控制效果的目的。

1. 比例控制规律

具有比例控制规律的控制器，称为 P 控制器(Proportional)，其控制规律为

$$\begin{aligned} u(t)&=K_p\cdot e(t)+u_0 \\ G(s)&=K_p \end{aligned} \tag{4.14}$$

式中　K_p 为比例系数；

u_0 为控制量的基准，也就是 $e(t)=0$ 时的控制作用(如阀门的起始开度，基准电信号等)；

$e(t)$ 一般为偏差，即 $e(t)=y(t)-r(t)$，其中 $y(t)$ 为输出量，$r(t)$ 为输入量；

$u(t)$ 为控制器的输出量。

图 4.3 显示了比例调节器对偏差阶跃变化的时间响应。

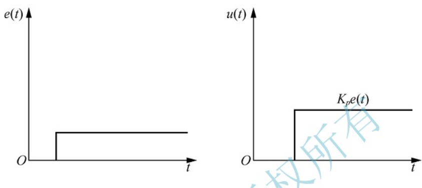


图 4.3　比例调节的特性曲线

比例调节器对于偏差的反应是即时的，偏差一旦产生，调节器立即产生控制作用使被控制量朝着减少偏差的方向变化，比例系数 K_p 的大小决定了控制作用的强弱。典型的比例控制如采用杠杆控制的浮子式液面控制系统，瓦特所用的小锤控制转速，都是纯比例调节。

比例调节器的优点是算法简单、响应无滞后，值得注意的是在具有自平衡性(在扰动作用后，依靠自身的能力，能使输出最终达到一个有限平衡值)的控制系统中使用比例调节器，会使系统响应存在静差。通过加大比例系数 K_p 可以减少偏差，但不会消灭静差。尤其是加大 K_p 虽然减小了静差，但容易使动态品质变差，引起被控量振荡甚至导致闭环系统的不稳定。故在对性能要求较高的系统设计中，很少单独使用比例控制规律。

2. 比例-积分控制规律

前面已经介绍了单独采用比例控制的系统中，其输出会存在偏差，对于一些对稳态性能要求较高的系统，这是不符合设计要求的。为了消除响应偏差，可在比例调节的基础上加上积分环节，从而形成比例-积分控制器，又称 PI 控制器(Proportional-Intergral)，其控制规律为

$$u(t)=K_p\cdot\left[e(t)+\frac{1}{T_\mathrm{I}}\cdot\int e(t)\mathrm{d}t\right]+u_0$$

$$G(s)=K_p(1+\frac{1}{T_I s}) \tag{4.15}$$

式中　T_I 为积分时间常数。

对于浮子式液面控制系统，将控制、测量部分及执行机构(杠杆及支点)换成一个电动机，那么当水位变化时，电动机去开或关进水阀门，直到液位保持在原来的位置上，这是一个无静差系统，而原来采用杠杆控制的是一个有差控制系统。因为两者不同，前者是 0 型，后者是 1 型，多了一个电动机，在把速度信号变为位置信号时多了一个积分环节。

从图 4.4 可以看出 PI 控制器对于偏差的阶跃响应除了按比例变化的成分外，还带有累积的成分。只要偏差 $e(t)$ 不为 0，它将通过累积作用影响控制器的输出量 $u(t)$，减少偏差，直至使偏差降为 0(理论上讲)。因此积分环节的加入将有助于消除系统的稳态误差。

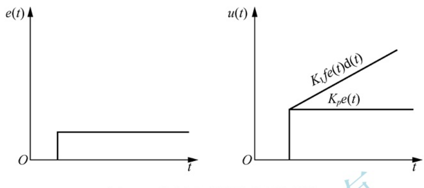


图 4.4　比例-积分调节的特性曲线

显然，如果 T_{I} 积分时间过大，则积分作用弱；反之，则积分作用强。增大 T_{I} 将延长消除稳态误差的时间，但可以减少系统输出的超调。设计 PI 控制器时，必须根据被控对象的特性来选定 T_{I}，对于管道压力、流量等滞后不大的被控对象，T_{I} 可以选得小些；而对于温度等大滞后的被控对象，T_{I} 可以选得大一些。

纯积分控制(P)可以增强系统抗高频干扰能力。故可相应增加开环增益，从而减少稳态误差。但纯积分环节会带来相角滞后，减少了系统相角裕度，通常不单独使用。使用 PI 调节器，控制过程结束时，被控量一定时无偏差的。但是由于积分作用是随时间而逐渐增强的，与比例作用相比过于迟缓，控制不及时。

PI 控制的特点(类似于滞后校正)：可以提高系统的型别，改善系统的稳态误差；增加了系统的抗高频干扰的能力；增加了相位滞后；降低了系统的频宽，调节时间增大。

3. 比例-微分控制规律

在温度或成分控制系统中，其控制通道的时间常数或容量滞后较大，对于这种系统不适合加入积分环节(会减少相角裕量，降低系统的稳定性)。而微分环节则能够反映输入信号的变化趋势，产生有效的早期校正信号，以增加系统的阻尼度，从而改善系统的稳定性。并且增加微分环节相当于给系统增加一个开环零点，使系统的相角裕量提高，有助于系统动态性能的改善，故为了增加系统的相角裕量，提高系统的稳定性，减少系统动态误差等，可选用比例-微分控制器，又称 PD 控制器(Proportional-Differential)，其控制规律为

$$u(t)=K_p\cdot\left[e(t)+T_{\mathrm{D}}\cdot\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t}\right]+u_0 \tag{4.16}$$

$$G(s)=K_p(1+T_Ds)$$

式中　T_{D} 为微分时间常数。

PD 控制器对输入误差 $e(t)$ 阶跃变化的响应曲线如图 4.5 所示。

从图 4.5 中可以看出，当偏差出现的瞬间，PD 调节器就输出一个很大的阶跃信号，然后按指数下降，最后微分作用完全消失，变成一个纯比例调节。鉴于微分环节具有相位超前的特性，对于有些具有容量滞后的控制通道，引入微分控制规律后，对于改善系统的

动态性能指标有明显的效果。微分作用的强弱可以通过改变微分时间常数 T_D 来进行调节。但微分环节对噪声信号很灵敏，故对于工作在噪声源较强的环境中的系统，不适宜使用微分控制。

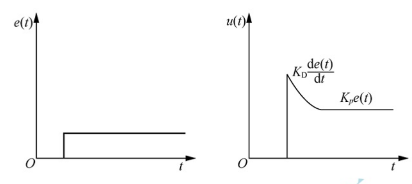


图 4.5　比例-微分调节的特性曲线

微分控制(D)作用的特点：它与比例和积分作用相比，具有起始超前和加强控制作用。因为在控制过程刚开始时，被控量的偏差很小，但其变化速度却很大，可使执行机构产生一个较大的位移，有利于克服动态偏差。但是当控制过程结束，即偏差的变化速度等于零时，微分作用的输出也将为零，即执行机构的位置最后总是恢复到原来的数值，这就不能适应负荷的变化，不能满足控制的要求。微分控制可以增大截止频率和相角裕度，减小超调量和调节时间，提高系统的快速性和平稳性。但单纯微分控制会放大高频扰动，因此只有单纯微分控制作用的控制器是不能使用的，微分作用也只是控制器控制作用的一个组成部分。

PD 控制的特点(类似于超前校正)：可以增加系统的频宽，降低调节时间；改善系统的相位裕度，降低系统的超调量；增大系统阻尼，改善系统的稳定性；增加了系统的高频干扰。

4．比例-积分-微分控制规律

对于有些静、动态性能要求都很高的系统，仅采用 PI 或 PD 控制器是不能满足设计要求的，这时要考虑更复杂的控制规律。例如，在 PI 控制器中，积分作用的加入，虽然可以消除系统的稳态误差，但付出的代价是降低了系统的响应速度，为了加快系统的动态控制过程，有必要在偏差出现或变化的瞬间，做出迅速反应。为了达到这一目的，可以在 PI 控制器的基础上再加入微分调节，实现比例-积分-微分控制器，又称 PID 控制器(Proportional- Intergral- Differential)，其控制规律为

$$u(t)=K_p\cdot\left[e(t)+\frac{1}{T_I}\int_0^T e(t)\cdot \mathrm{d}t+T_d\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t}\right]+u_0$$

$$G(s)=K_p\left(1+\frac{1}{T_I s}+T_D s\right) \tag{4.17}$$

理想的 PID 调节器对偏差阶跃变化的响应曲线如图 4.6 所示，它在偏差 $e(t)$ 阶跃变化的瞬间 $t=t_0$ 处有一冲击式瞬时响应，这是由附加的微分环节所引起的。

通过微分环节

$$u_{\mathrm{D}} = K_p \cdot T_{\mathrm{D}} \cdot \frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t} \tag{4.18}$$



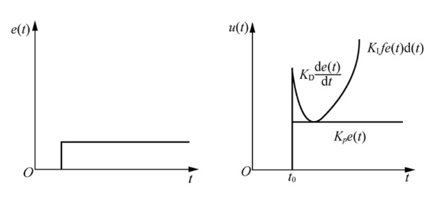


图 4.6 比例-积分-微分调节特性曲线

可见，它对偏差的任何变化都产生控制作用u_D，以调整系统的输出，阻止偏差的变化。偏差变化越快，u_D越大，反馈校正量则越大。故微分环节的加入有助于减少系统的输出超调，克服振荡，使系统更加稳定。而且微分环节的作用将加大系统的截止频率ω_c，加快系统的响应速度，从而在保证系统稳态性能的前提下改善了系统动态性能。

总之，不同的控制规律各有特点，对于同一个被控对象，不同的控制规律，有不同的控制效果。图 4.7 中的曲线是不同的控制规律的过渡过程曲线。

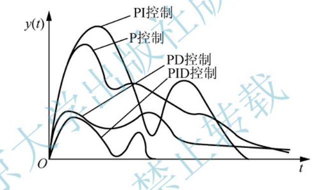


图 4.7 各种控制规律对控制性能的影响

在很多情形下，PID 控制并不一定需要全部的 3 项控制作用，而是可以方便灵活地改变控制策略，实施 P、PI、PD 或 PID 控制。

4.2.2 基本数字 PID 控制算法

由于计算机控制是一种采样控制，它只能根据采样时刻的偏差值计算控制量，因此式(4.17)中的积分和微分项不能直接准确计算，只能用数值计算的方法逼近。当采样周期相当短时，用求和代替积分，用后向差分代替微分，这样就可以化连续的 PID 控制为数字 PID 控制。

1. 数字 PID 位置型控制算法

为了便于计算机实现，必须把式(4.17)变换成差分方程，为此可做如下近似：

$$\int_0^t e(t)\mathrm{d}t \approx \sum_{j=0}^{k} Te(j) \tag{4.19}$$

$$\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t} \approx \frac{e(k)-e(k-1)}{T} \tag{4.20}$$

式中 T 为采样周期；

k 为采样序号。

可得数字 PID 位置型控制算式为

$$u(k)=K_{\mathrm{p}}\left[e(k)+\frac{T}{T_{\mathrm{I}}}\sum_{j=0}^{k}e(j)+T_{\mathrm{D}}\frac{e(k)-e(k-1)}{T}\right] \tag{4.21}$$

当式(4.21)的输出用来控制调节阀时，其输出值与阀门开度的位置一一对应，因此通常把该式称为数字 PID 位置型控制算式。

2. 数字 PID 增量型控制算法

由式(4.21)可看出，数字 PID 位置型控制算式中需要累加偏差 $e(j)$，要占用较多的存储单元，依据式(4.21)编写的程序实时性差，需要改进。

根据式(4.21)不难写出 $u(k-1)$ 的表达式，即

$$u(k-1)=K_{\mathrm{p}}\left[e(k-1)+\frac{T}{T_{\mathrm{I}}}\sum_{j=0}^{k-1}e(j)+T_{\mathrm{D}}\frac{e(k-1)-e(k-2)}{T}\right] \tag{4.22}$$

将式(4.21)和式(4.22)相减，得数字 PID 增量型控制算式为

$$\Delta u(k)=u(k)-u(k-1)=K_{\mathrm{p}}[e(k)-e(k-1)]+K_{\mathrm{I}}e(k)+K_{\mathrm{D}}[e(k)-2e(k-1)+e(k-2)] \tag{4.23}$$

式中　$K_{\mathrm{p}}=\dfrac{1}{\delta}$ 为比例增益，其中 δ 是比例度；

$K_{\mathrm{I}}=K_{\mathrm{P}}\dfrac{T}{T_{\mathrm{I}}}$ 为积分系数；

$K_{\mathrm{D}}=K_{\mathrm{P}}\dfrac{T_D}{T}$ 为微分系数。

为了编程方便，可将式(4.23)整理成如下形式：

$$\Delta u(k)=q_0e(k)+q_1e(k-1)+q_2e(k-2) \tag{4.24}$$

式中　$q_0=K_{\mathrm{P}}(1+\dfrac{T}{T_{\mathrm{I}}}+\dfrac{T_{\mathrm{D}}}{T})$；

$q_1=-K_{\mathrm{p}}(1+\dfrac{2T_{\mathrm{D}}}{T})$；

$q_2=K_{\mathrm{P}}\dfrac{T_{\mathrm{D}}}{T}$。

在控制系统中，如果执行机构采用调节阀，则控制量对应阀门的开度，表征了执行机构的位置，此时控制器应采用数字 PID 位置型控制算法，如图 4.8(a)所示。如果执行机构采用步进电动机，每个采样周期，控制器输出的控制量是相对于上次控制量的增加，此时控制器应采用数字 PID 增量型控制算法，如图 4.8(b)所示。

可见，增量型控制算法只需保持现时以前 3 个时刻的偏差即可。

增量型控制算法与位置型控制算法相比较，具有以下优点。

(1)　增量型控制算法不需要做累加，控制量的增量的确定仅与最近几次误差采样值有关，计算误差或计算精度对控制量的影响较小，而位置型控制算法要求用到过去的误差累加值，容易产生较大的累加误差。

(2)　增量型控制算法得出的是控制量的增量，例如阀门控制中，只输出阀门开度的变化部分，误差影响小，必要时通过逻辑判断限制或禁止本次输出，不会严重影响系统的工

作，而位置型控制算法的输出是控制量的全量输出，误动作影响大。

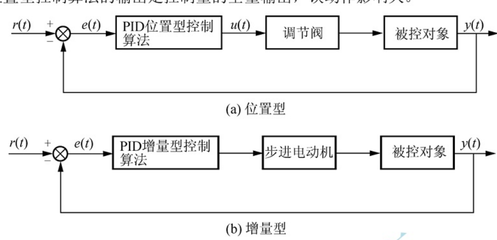


图 4.8 位置型与增量型 PID 控制算法的简化示意图

(3) 采用增量型控制算法易于实现从手动到自动的无扰动切换。

因此，在实际控制中，增量型控制算法要比位置型控制算法应用得更为广泛。图 4.9 给出了数字 PID 增量型控制算法的流程图。利用增量型控制算法也可得到位置型控制算法，即

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) = u(k-1) + q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) \tag{4.25}$$

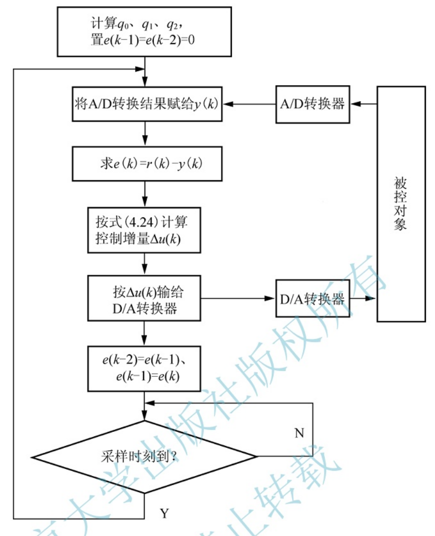


图 4.9 数字 PID 增量型控制算法的流程图

4.2.3 改进的数字 PID 控制算法

单纯地用数字 PID 控制器取代模拟调节器，不会获得更好的效果，因为在零阶保持器的作用下采样时刻之间的时间内控制器的输出不变，输出会出现暂时“失控”的状态。因此只有发挥计算机运算速度快，逻辑判断功能强，编程灵活等优势，才能使数字 PID 控制器在控制性能上超过模拟调节器。

1. 积分项的改进

在 PID 控制中，积分的作用是消除响应的稳态偏差，为了提高控制性能，针对具体的情况对积分项可采取以下 5 种改进措施中的一种。

1) 积分分离

在一般的 PID 控制中，当有较大的扰动或大幅度改变给定值时，由于此时有较大的偏差，以及系统有惯性和滞后，故在积分项的作用下，往往会产生较大的超调和长时间的波动，特别对于温度、成分等变化缓慢的过程，这一现象尤为严重。为此，可采用积分分离措施，即当偏差 $e(k)$ 较大时，取消积分作用，当偏差 $e(k)$ 较小时才将积分作用投入到控制过程中，即当 $|e(k)|>\beta$ 时，采用 PD 控制；当 $|e(k)|<\beta$ 时，采用 PID 控制。

积分分离域值应根据具体情况确定。若 β 值过大，则达不到积分分离的目的，如图 4.10 中的曲线 a 所示；若 β 值太小，则一旦被控量 $y(t)$ 无法跳出积分分离区，只进行 PD 控制，将会出现残差，如图 4.10 中的曲线 c 所示；只有当 β 选择合适时，才能达到兼顾偏差与动态品质的积分分离目的，如图 4.10 中的曲线 b 所示。为了实现积分分离，编写程序时必须从数字 PID 差分方程中分离出积分项，进行特殊处理。

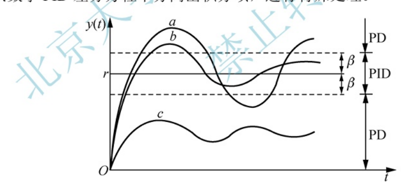


图 4.10 带有积分分离作用的控制过程曲线

例如，巡线智能小车的控制中，速度的控制好坏直接影响整车的多个方面，如直道的速度提升，弯道速度太小不行，太大容易打滑偏离赛道，根本原因就是速度控制算法处理不当造成的。可采用直道时使用经典 PID 算法，同时设定速度的上下限，使速度不至于加减速太过。设定上限速度就是直道极限速度，下限速度就是直道最安全速度，这样设定保证直道既安全又高速的运行。

舵机控制可以使用查表和 PD 控制。使用 PD 控制的比例系数是变化的，即当偏离量再增大时，应增大比例系数，反之，若偏离量再减小，且偏离量小于一定值，此时应减小比例系数。在向直道走或者在直道上时，若同时发现偏离量在 0 的两边抖动时，应减小比例系数，减小震荡，而加入微分变化量可以很好地解决由直道进弯道和由弯道切弯道舵机

反应不过来的问题，加入微分就启动了一定量的超前控制。如结合 PID 使用，也就是弯道时屏蔽积分控制作用。

也可以将动态过程分成 3 段进行调节：①当$|e(k)| \geqslant \beta 1$时，采用 P 调节，比例系数为 K1，系统处于比例调节，跟踪速度快；②当$\beta 2 \leqslant |e(k)| < \beta 1$时，采用 P 调节，比例系数为 K2。系统也是比例调节，但为了减小超调量，跟踪速度要小于第一段；③当$|e(k)| < \beta 2$时，采用 PID 控制，系统跟踪响应速度较慢，但由于积分的作用，保证了系统的静态精度。

2) 变速积分的 PID 算式

在普通的 PID 控制算法中，由于积分系数K_{I}是常数，所以，在整个控制过程中积分速率是不变的。而系统对积分项的要求是，系统偏差大时积分作用减弱或不积分，而在偏差小时则积分作用应加强。否则，积分系数取大了会产生超调，甚至积分饱和，取小了又迟迟不能消除静差。因此，根据系统的偏差的大小改变积分的速度，对于提高调节品质至关重要。

变速积分 PID 控制算法的基本思想是设法改变积分项的累加速度，使其与偏差大小相对应；偏差越大，积分越慢，反之则越快。为此，设置一变系数$f[e(k)]$，它是$e(k)$的函数，当$|e(k)|$增大时，f减小，反之增大。变速积分的 PID 积分项表达式为

$$u_{\mathrm{I}}(k) = K_{\mathrm{I}}\left\{\sum_{j=0}^{k-1} e(j) + f[e(k)]e(k)\right\} \tag{4.26}$$

f与偏差当前值$|e(k)|$的关系可以是线性的或高阶的，如设其为

$$f[e(k)] = \begin{cases} 1, & |e(k)| \leqslant B \\ \dfrac{A-|e(k)|+B}{A}, & B < |e(k)| \leqslant A+B \\ 0 & |e(k)| > A+B \end{cases} \tag{4.27}$$

f值在 0～1 区间变化，当偏差大于($A+B$)后，$f=0$，不再加当前值$e(k)$；当偏差$e(k)$不大于B时，加当前值$e(k)$，即积分项变成了$u_{\mathrm{I}}(k) = K_{\mathrm{I}}\sum_{j=0}^{k} e(j)$，与一般 PID 积分项相同，积分动作达到最高速；而当偏差值$e(k)$在B与$A+B$之间时，则累加进的是部分当前值，其值在 0～$e(k)$之间随$e(k)$的大小而变化，因此其积分速度在$u_{\mathrm{I}}(k) = K_{\mathrm{I}}\sum_{j=0}^{k-1} e(j)$和$u_{\mathrm{I}}(k) = K_{\mathrm{I}}\sum_{j=0}^{k} e(j)$之间。将式(4.26)代入位置型 PID 算式，可得变速积分 PID 算式的完整表达式，即

$$u(k) = K_{\mathrm{p}}e(k) + K_{\mathrm{I}}\left\{\sum_{j=0}^{k-1} e(j) + f[e(k)]e(k)\right\} + K_{\mathrm{D}}[e(k) - e(k-1)] \tag{4.28}$$

变速积分 PID 与普通 PID 相比，具有如下一些优点。

(1) 减小了超调量，不易产生过饱和，可以很容易地使系统稳定，具有自适应能力。

(2) 变速积分与积分分离两种控制方法很类似，但调节方式不同。积分分离对积分项采用的是所谓“开关”控制，而变速积分则是缓慢变化，后者更符合调节的理念。

3) 抗积分饱和

因长时间出现偏差或偏差较大，计算出的控制量$u(k)$可能超出 D/A 转换器所能表示的数值范围，例如，8 位 D/A 的数据范围为 00～FFH(H 表示十六进制)。一般执行机构有两个极限位置，如调节阀全开或全关。设$u(k)$为 FFH 时，调节阀全开；反之，$u(k)$为 00H 时全关。为了提高运算精度，通常采用双字节或浮点数计算 PID 差分方程。当执行机构已经到达极限位置仍然不能消除偏差时，因为积分作用的存在，尽管计算 PID 差分方程所得的运算结果继续增大或减小，但执行机构已无相应动作，这就称为积分饱和。积分饱和的出现，导致超调量增加，控制品质变坏。作为防止积分饱和的办法之一，可对计算出的控制量$u(k)$限幅，同时，把积分作用切除掉。以 8 位 D/A 转换器为例，则当$u(k)$＜00H 时，取$u(k)$=0；当$u(k)$＞FFH 时，取$u(k)$=FFH。

4) 梯形积分

在 PID 控制器中，积分项的作用是消除残差。为提高积分项的运算精度，可以将矩形积分改为梯形积分，其计算公式为

$$\int_0^t e(t)\,\mathrm{d}(t) \approx \sum_{j=0}^{k} \frac{e(j)+e(j-1)}{2} \cdot T \tag{4.29}$$

5) 消除积分不灵敏区

数字 PID 增量型控制算式中的积分项输出为

$$\Delta u_{\mathrm{I}}(k) = K_{\mathrm{I}} e(k) = K_{\mathrm{P}} \frac{T}{T_{\mathrm{I}}} e(k) \tag{4.30}$$

由于计算机字长的限制，当运算结果小于字长所能表示的数的精度时，计算机就作为 0 将此数丢掉。从式(4.30)可知，当计算机的字长较短，采样周期T也短，而积分时间T_{I}又较长时，$\Delta u_{\mathrm{I}}(k)$容易出现小于字长所表示的精度而丢数，失去了积分作用，这就称为积分不灵敏区。

例如，某温度控制系统，温度量程为 0～1275℃，A/D 转换器为 8 位，并采用 8 位字长定点运算。设$K_{\mathrm{p}}=1$，$T=1\mathrm{s}$，$T_{\mathrm{I}}=10\mathrm{s}$，$e(k)=50$ ℃，根据式(4.30)得

$$\Delta u_{\mathrm{I}}(k) = K_{\mathrm{p}} \frac{T}{T_{\mathrm{I}}} e(k) = \frac{1}{10}\left(\frac{225}{1275} \times 50\right) \approx 0.88$$

这就说明，如果偏差$e(k) < 50$ ℃，则$\Delta u_{\mathrm{I}}(k) < 1$，计算机就作为 0 将此数丢掉，控制器的积分作用失去了，造成控制系统的残差。

为了消除积分不灵敏区，通常采用以下措施。

(1) 增加 A/D 转换位数，加长运算字长，可以提高运算精度。

(2) 当积分项$\Delta u_{\mathrm{I}}(k)$连续n次出现小于输出精度ε的情况时，不要把它们作为 0 舍掉，而是把它们一次次累加起来，即

$$S_{\mathrm{I}} = \sum_{j=1}^{n} \Delta u_{\mathrm{I}}(j) \tag{4.31}$$

直到式(4.31)的累加值大于输出精度ε时，才输出S_{I}，同时把累加单元清 0，其程序流程图如图 4.11 所示。

图 4.11　消除积分不灵敏区算法流程图

2. 微分项的改进

1) 不完全微分 PID 控制算法

标准的 PID 控制算式，对具有高频扰动的生产过程，微分作用响应过于灵敏，容易引起控制过程振荡，降低调节品质。其次，即使因误差变化大，导致 $u(k)$ 有较大的输出变化，但是，由于计算机对某个控制回路的输出时间是短暂的，而驱动执行器动作又需要一定时间，所以如果输出较大，在短暂时间内执行器达不到应有的开度，那么会使输出失真。为了克服这一缺点，同时又使微分作用有效，可以在 PID 调节器输出端串联一个一阶惯性环节，组成一个不完全微分 PID 控制器，如图 4.12 所示。

图 4.12　不完全微分 PID 调节器

其中，一阶惯性环节 $D_f(s)$ 的传递函数为

$$D_f(s) = \frac{1}{T_f s + 1} \tag{4.32}$$

因为

$$u'(t) = K_p\left[e(t) + \frac{1}{T_I}\int_0^T e(t)\mathrm{d}t + T_D\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t}\right]$$

$$T_f\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t} + u(t) = u'(t)$$

所以

$$T_f\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t} + u(t) = K_p\left[e(t) + \frac{1}{T_I}\int_0^T e(t)\mathrm{d}t + T_D\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t}\right] \tag{4.33}$$

对式(4.33)进行离散化，可得不完全微分 PID 位置型控制算式

$$u(k) = \alpha u(k-1) + (1-\alpha)u'(k) \tag{4.34}$$

式中 $u'(t) = K_{\mathrm{p}}\left[e(t) + \frac{T}{T_{\mathrm{I}}}\sum_{j=0}^{k}e(j) + T_{\mathrm{D}}\frac{e(k)-e(k-1)}{T}\right]$；

$\alpha = \frac{T_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{f}} + T}$。

与标准 PID 控制器一样，不完全微分 PID 控制器也有增量型控制算式，即

$$\Delta u(k) = \alpha u(k-1) + (1-\alpha)u'(k) \tag{4.35}$$

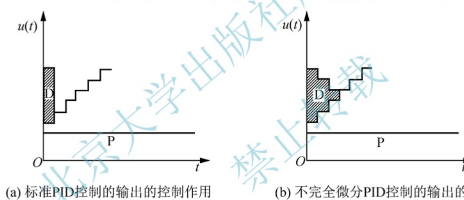
式中 $\Delta u'(k) = K_{\mathrm{p}}\left[e(k) - e(k-1)\right] + K_{\mathrm{I}}e(k) + K_{\mathrm{D}}\left[e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)\right]$；

积分系数 $K_{\mathrm{I}} = K_{\mathrm{P}}\frac{T}{T_{\mathrm{I}}}$；

微分系数 $K_{\mathrm{D}} = K_{\mathrm{P}}\frac{T_{\mathrm{D}}}{T}$。

普通数字 PID 调节器中的微分作用，只在第一个采样周期起作用，不能按照偏差变化的趋势在整个调节过程中起作用，而且微分作用在第一个采样周期时作用很强，容易引起振荡。而改进后的数字 PID 调节器在单位阶跃输入时，有效地解决了上述问题。

标准 PID 控制和不完全微分 PID 控制的输出的控制作用如图 4.13 所示。



(a) 标准PID控制的输出的控制作用　　(b) 不完全微分PID控制的输出的控制作用

图 4.13　标准 PID 控制和不完全微分 PID 控制的输出的控制作用

下面用一个例子来说明。

设调节器的输入为 $e(k) = a$，$k = 0, 1\ \ 2\ \ \cdots$，则使用完全微分时，有

$$u(t) = T_{\mathrm{D}}\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t}$$

对上式离散化，得

$$u(k) = \frac{T_{\mathrm{D}}}{T}\left[e(k) - e(k-1)\right]$$

由上式得

$$u(0) = \frac{T_{\mathrm{D}}}{T}a$$

$$u(1) = u(2) = \cdots = 0$$

由于 $T_{\mathrm{D}} >> T$，因此调节器的输出 $u(0)$ 将很大。

对于数字调节器，当使用不完全微分 PID 控制时，有

$$U(s) = T_{\mathrm{D}}s \cdot E(s)\frac{1}{1+T_{\mathrm{f}}s} = \frac{T_{\mathrm{D}}s}{1+T_{\mathrm{f}}s}E(s)$$

$$U(s)(1+T_{\mathrm{f}}s)=T_{\mathrm{D}}s\cdot E(s)$$

或

$$u(t)+T_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t}=T_{\mathrm{D}}\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t}$$

对上式离散化，得

$$u(k)=\frac{T_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{f}}+T}u(k-1)+\frac{T_{\mathrm{D}}}{T_{\mathrm{f}}+T}\left[e(k)-e(k-1)\right] \tag{4.36}$$

当 $k\geqslant 0$ 时，$e(k)=a$，由式(4.36)得

$$u(0)=\frac{T_{\mathrm{D}}}{T_{\mathrm{f}}+T}a$$

$$u(1)=\frac{T_{\mathrm{D}}T_{\mathrm{f}}}{(T_{\mathrm{f}}+T)^2}a$$

$$u(2)=\frac{T_{\mathrm{D}}T_{\mathrm{f}}^2}{(T_{\mathrm{f}}+T)^3}a$$

显然，$u(k)\neq 0$，$k=1\ \ 2\ \ \cdots$，并且

$$u(0)=\frac{T_{\mathrm{D}}}{T_{\mathrm{f}}+T}a<<\frac{T_{\mathrm{D}}}{T}a$$

因此，在第一个采样周期内不完全微分数字调节器的输出比普通数字调节器的输出幅度小得多，而且该类调节器的输出十分近似于理想的调节功能，使用越来越广泛。

2) 微分先行 PID 控制算法

为了避免给定值的升降给控制系统带来冲击，如超调量过大，调节阀动作剧烈，也可以采用如图 4.14 所示的微分先行 PID 控制方案。它和标准 PID 控制的不同之处在于，只对被控量 $y(t)$ 微分，不对偏差微分 $e(t)$，也就是说对给定值 $r(t)$ 无微分作用。图 4.14 中，γ 为微分增益系数。

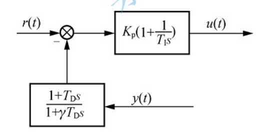


图 4.14 微分先行 PID 控制算法示意图

3) 平滑滤波

在 PID 调节中，由于微分项的作用易引起输出较大的变动，特别是当偏差 e 较小时，对干扰更显得比较敏感。为了提高系统的抗干扰能力，系统软件商可采取对偏差进行平滑滤波的措施，即

$$\overline{e_i}=\alpha e_i+(1-\alpha)\overline{e_{i-1}}\text{，}(0<\alpha<1)$$

3. 时间最优 PID 控制

最大值原理是庞特里亚金于 1956 年提出的一种最优控制理论，它是研究满足约束条

件下获得允许控制的方法。用最大值原理可以设计出控制量只在$u(t)\leqslant 1$范围内取值的时间最优控制系统。而在工程上，设$u(t)$都只取±1两个值，而且依照一定法则加以切换。使系统从一个初始状态转到另一个状态所经历的过渡时间最短，这种类型的最优切换系统，称为开关控制(Bang-Bang控制)系统。

在工业控制应用中，最有发展前途的是开关控制与反馈控制相结合的系统，这种控制方式在给定值升降时特别有效，具体形式为

$$\begin{cases}|e(k)|=|r(k)-y(k)|>\alpha & \text{开关控制}\\ |e(k)|=|r(k)-y(k)|\leqslant\alpha & \text{PID控制}\end{cases}$$

时间最优位置随动系统，从理论上讲应采用开关控制，但开关控制很难保证足够高的定位精度。因此，采用开关控制和线性控制相结合的方式，是一种可选的方案。

4. 带死区的PID控制算法

在计算机控制系统中，为了避免控制动作过于频繁，以消除由于频繁动作所引起的振荡，有时采用带有死区的PID控制系统，如图4.15所示，相应的算式为

$$p(k)=\begin{cases}e(k), & |r(k)-y(k)|=e(k)>\varepsilon\\ 0 & |r(k)-y(k)|=e(k)\leqslant\varepsilon\end{cases}$$

上式中，死区ε是一个可调参数，其具体数值可根据实际被控对象由实验确定。如果ε值太小，使调节过于频繁，达不到稳定调节对象的目的；如果ε值取得太大，则系统将产生很大的滞后；当$\varepsilon=0$，即为常规PID控制。

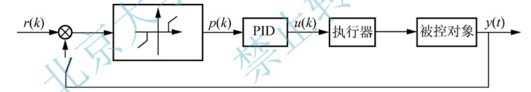


图4.15 带死区的PID控制系统

该系统实际上是一个非线性控制系统。即当偏差绝对值$|e(k)|\leqslant\varepsilon$时，$p(k)$为0；当$|e(k)|>\varepsilon$时，$p(k)=e(k)$，输出值$u(k)$以PID运算结果输出。

5. 可变增量PID控制

工业控制系统有时会提出这样的要求：PID控制算法的增量是可变的，以补偿受控制过程的非线性因素。这时的控制算法为

$$u(t)=f(e)\left[e(t)+\frac{1}{T_{\rm I}}\int_0^T e(\tau){\rm d}\tau+T_{\rm D}\frac{{\rm d}e(t)}{{\rm d}t}\right] \tag{4.37}$$

可变增量PID控制器可等效如图4.16所示。其结构相当于PID控制器再串联一个非线性函数部分。

实现可变增量PID控制算法的程序流程图如图4.17所示。由于计算机实现非线性算法十分方便，因此得到广泛应用。

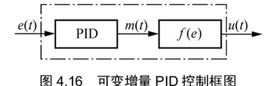


图 4.16　可变增量 PID 控制框图

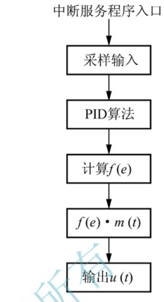


图 4.17　可变增量 PID 控制流程图

4.2.4　数字 PID 控制器参数的整定方法

模拟 PID 调节器参数的整定是按照生产工艺对控制性能的要求来整定调节器的参数 K_p、T_I、T_D，而数字调节器的参数整定除了需要确定上述 3 个参数之外，还需要确定系统的采样周期 T。通常被控对象有较大的惯性时间常数，因此采样周期与其相比要小得多，参数整定可模仿模拟调节器的参数整定。另外，即使在模拟系统中，由于被控对象的数学模型不一定完全反映被控对象的特性，也需要在现场对已经选择好的数字调节器的参数 K_p、T_I、T_D 进行调整。因此，掌握 K_p、T_I、T_D 参数整定是很有必要的。

1. PID 调节器参数对控制性能的影响

1) 比例控制参数 K_p 对系统性能的影响

(1) 对动态性能的影响。加大比例控制参数 K_p，使系统的动作灵敏，响应速度加快，K_p 偏大，振荡次数加多，调节时间加长。当 K_p 太大时，系统会趋于不稳定；若 K_p 太小时，又会使系统的动作缓慢。

(2) 对稳态性能的影响。加大比例控制系数 K_p，在系统稳定的情况下，可以减小稳态误差 e_{ss}，提高控制精度，但只是减小 e_{ss}，却不能完全消除稳态误差。

2) 积分控制参数 T_I 对控制性能的影响

积分控制通常与比例控制或微分控制联合作用，构成 PI 控制或 PID 控制。

(1) 对动态性能的影响。积分控制参数 T_I 通常使系数的稳定性下降。T_I 太小，系统将不稳定。T_I 偏小，振荡次数较多。T_I 太大，系统响应缓慢。选择合适的 T_I 时，过渡特性会比较理想。

(2) 对稳态性能的影响。积分控制参数能消除系统的稳态误差，提高控制系统的控制精度。但是若 T_I 太大时，积分作用太弱，以致不能减小稳态误差。

3) 微分控制参数 T_D 对控制性能的影响

微分控制经常与比例控制或积分控制联合作用，构成 PD 控制或 PID 控制。微分控制可以改善动态特性，如超调量 σ_p 减小，调节时间 t_s 缩短，允许加大比例控制，使稳态误差减小，提高控制精度。

综合起来，不同的控制规律各有特点，对于相同的被控对象，不同的控制规律，有不同的控制效果。

2. 按简易工程法整定 PID 控制参数

为了使控制系统不仅静态特性好，而且稳定性好，过渡过程快，正确地整定数字 PID 调节器的参数 K_p、T_I、T_D 是非常重要的。在连续控制系统中，模拟调节器的参数整定方法较多，但简单易行的方法还是简易工程法。这种方法最大的优点在于整定参数时不必依赖被控对象的数学模型，而且物理意义明确。

1) 扩充临界比例度法

扩充临界比例度法是对模拟调节器中使用的临界比例度法的扩充。首先要声明的是该方法属于闭环操作方法。关键在于去掉积分和微分部分，只保留比例部分，也仅调节比例部分，在系统达到等幅振荡的时候，得到参数临界比例度 δ_k 及系统的临界振荡周期 T_k，据此选择控制器及其参数。比例度 δ 和比例系数 K_P 有如下关系：$K_P = 1/\delta$。

下面叙述整定数字控制器参数的步骤。

(1) 选择一个足够短的采样周期，具体地说就是选择采样周期为被控对象纯滞后时间的 1/10 以下，或选择采样频率为穿越频率 ω_c 的 1/10～1/5。用选定的采样周期使系统工作，这时，去掉数字控制器的积分和微分作用，只保留比例作用。逐渐减小比例度 δ ($\delta = 1/K_P$)，直到系统发生持续等幅振荡(图 4.18)。记下使系统发生振荡的临界比例度 δ_k 及系统的临界振荡周期 T_k。

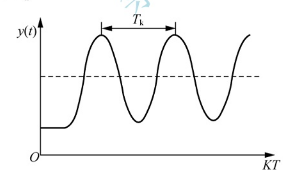


图 4.18 扩充临界比例度实验曲线

(2) 选择控制度。所谓的控制度就是以模拟调节器为基准，将 DDC 的控制效果与模拟调节器的控制效果相比较。控制效果的评价函数通常用误差平方的积分 $\int_0^\infty e^2(t)\mathrm{d}t$ 表示。

$$控制度=\frac{\left[\int_0^{\infty}e^2(t)\mathrm{d}t\right]_{\mathrm{DDC}}}{\left[\int_0^{\infty}e^2(t)\mathrm{d}t\right]_{模拟}}$$

实际应用中并不需要计算出两个误差平方的积分，控制度是仅表示控制效果的物理概念。例如，当控制度为1.05时，就是指DDC与模拟调节器的控制效果相当；当控制度为2时，是指DDC比模拟调节器的控制效果差。

(3) 根据选定的控制度，查表4-2求得T、K_p、T_I、T_D的值。

表4-2　按扩充临界比例度法整定参数

控 制 度	控制规律	T	K_P	T_I	T_D
1.05	PI	$0.03T_k$	$0.53\delta_k$	$0.88T_k$	—
1.05	PID	$0.014T_k$	$0.63\delta_k$	$0.49T_k$	$0.14T_k$
1.2	PI	$0.05T_k$	$0.49\delta_k$	$0.91T_k$	—
1.2	PID	$0.043T_k$	$0.47\delta_k$	$0.47T_k$	$0.16T_k$
1.5	PI	$0.14T_k$	$0.42\delta_k$	$0.99T_k$	—
1.5	PID	$0.09T_k$	$0.34\delta_k$	$0.43T_k$	$0.20T_k$
2.0	PI	$0.22T_k$	$0.36\delta_k$	$1.05T_k$	—
2.0	PID	$0.16T_k$	$0.27\delta_k$	$0.40T_k$	$0.22T_k$

2) 扩充响应曲线法

在模拟控制系统中，可用阶跃响应曲线法代替临界比例度法，在DDC中也可用扩充响应曲线法代替扩充临界比例度法，值得注意的是扩充响应曲线法属于开环操作。用扩充响应曲线法整定T和K_p、T_I、T_D的步骤如下。

(1) 数字控制器不接入控制系统，让系统处于手动操作状态下，将被调量调节到给定值附近，待系统稳定后，突然改变给定值，给被控对象一个阶跃信号。

(2) 用记录仪表记录被调量在阶跃输入作用下的整个变化过程曲线，如图4.19所示。

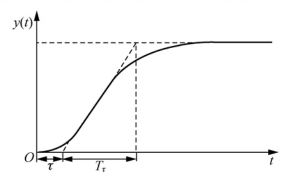


图4.19　被调量在阶跃输入下的变化过程曲线

(3) 在曲线的最大斜率处作切线，求得滞后时间，被控对象的时间常数T_τ以及它们的比值，查表4-3，即可得数字控制器的K_p、T_I、T_D及采样周期T。

表 4-3 扩充响应曲线

控制度	控制规律	T	K_P	T_I	T_D
1.05	PI	0.1τ	$0.84T_\tau/\tau$	0.34τ	—
1.05	PID	0.05τ	$1.15T_\tau/\tau$	2.0τ	0.45τ
1.2	PI	0.2τ	$0.78T_\tau/\tau$	3.6τ	—
1.2	PID	0.16τ	$1.0T_\tau/\tau$	1.9τ	0.55τ



续表

控制度	控制规律	T	K_P	T_I	T_D
1.5	PI	0.5τ	$0.684T_\tau/\tau$	3.9τ	—
1.5	PID	0.34τ	$0.85T_\tau/\tau$	1.62τ	0.65τ
2.0	PI	0.8τ	$0.57T_\tau/\tau$	4.2τ	—
2.0	PID	0.6τ	$0.6T_\tau/\tau$	1.5τ	0.82τ

3) 归一参数法

除了上面讲的一般的扩充临界比例度法外，Robert P. D. 在 1974 年提出一种简化扩充临界比例度整定法。由于该方法只需整定一个参数即可，故称其为归一参数整定法。

已知增量型 PID 控制的公式为

$$\Delta u(k)=K_p\left\{e(k)-e(k-1)+\frac{T}{T_I}e(k)+\frac{T_D}{T}\left[e(k)-2e(k-1)+e(k-2)\right]\right\}$$

如令 $T=0.1T_k$， $T_I=0.5T_k$， $T_D=0.125T_k$，（T_k 为纯比例作用下的临界振荡周期），则

$$\Delta u(k)=K_p[2.45e(k)-3.5e(k-1)+1.25e(k-2)] \tag{4.38}$$

这样，整个问题便简化为只整定一个参数 K_p，观察控制效果，直到满意为止。该法为实现简易的自整定控制带来方便。

4) 阻尼振荡法(衰减曲线法)

阻尼振荡法是在总结临界比例度法的基础上提出来的，即 4∶1 衰减曲线法，整定步骤如下。

(1) 在闭合系统中，置调节器积分时间为最大，微分时间 T_D 置 0，比例度 δ 取较大数值反复做给定值扰动试验，并逐步减少比例度，直至记录曲线出现 4∶1 的衰减为止。这时的比例度称为 4∶1 衰减比例度 δ_s，两个相邻波峰间的距离称为 4∶1 衰减周期 T_s。

(2) 根据 δ_s 和 T_s 值按表 4-4 中的经验公式，计算出调节器各个参数 δ、T_I 和 T_D 的数值。

(3) 根据上述计算结果设置调节器的参数值，观察系统的响应过程。如果不够理想，再适当调整整定参数值，直到控制质量符合要求为止。对大多数控制系统，4∶1 衰减过程是最佳整定。但在有些过程中，例如热电厂锅炉的燃料控制系统，希望衰减越快越好，则可采用 10∶1 的衰减过程。

阻尼振荡法对大多数控制系统均可适用，但对于外界扰动频繁，即记录曲线不规则的情况，由于不能得到正确的 δ_s 和 T_s 或 T_r 值，故不能应用此法。

表 4-4　阻尼振荡整定计算公式

调节器参数 / 控制规律	δ	T_I	T_D
P	δ_s	—	—
PI	$1.2\delta_s$	$0.5T_s$	—
PID	$0.8\delta_s$	$0.3T_s$	$0.1T_s$

5) 极限环自整定法

在临界比例度法中，使控制器在纯比例作用下工作，并逐渐减小比例度δ可使系统处于稳定边界。但在实际整定中，即使系统处于临界振荡(等幅振荡)状态获得稳定边界也相当费时，对于有显著干扰的慢过程，不仅费时而且困难。图4.20用一滞环宽度为h，幅度为d的继电器来代替控制器，则比较容易获得极限环。利用继电器的非线性来获得极限环(等幅振荡)，然后根据极限环的幅值与振荡周期来计算控制器参数的方法就称为极限环法，它属于控制器参数自整定方法中的一种，其整定步骤如下。

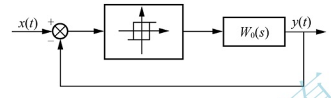


图4.20 采用继电器代替控制器的闭环系统

(1) 如图4.21所示，将继电器接入闭环系统。先通过人工控制使系统进入稳定状态，然后将整定开关S拨向T接通继电器，使系统处于等幅振荡，获得极限环。

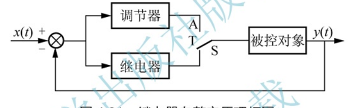


图4.21 继电器自整定原理框图

(2) 测出极限环的幅值a和振荡周期T_k并根据

$$\delta_k = \frac{a\pi}{4d} \tag{4.39}$$

计算出临界比例度δ_k。

(3) 类似临界比例度法，根据δ_k与T_k值，运用表4-5中的经验公式，计算出调节器各个参数δ、T_I和T_D值。

表4-5 临界振荡整定计算公式

控制规律 \ 调节器参数	δ	T_I	T_D
P	$2\delta_k$	—	—
PI	$2.2\delta_k$	$T_k/1.2$	—
PID	$1.6\delta_k$	$0.5T_k$	$0.25T_I$

3. 凑试法整定PID调节参数

凑试法是通过模拟或闭环运行观察系统的响应曲线(如阶跃响应)，然后根据各调节参数T、K_p、T_I、T_D对系统相应的大致程度影响，反复凑试，以达到满意的响应从而确定PID调节参数。整定时要注意以下特点。

(1) 增大比例系数 K_p，会加快系统的响应，有利于减少静差。但比例系数过大，会使系统产生较大的超调，甚至产生振荡，使系统稳定性变坏。

(2) 增大积分时间常数 T_I，有利于减少超调，减少振荡，使系统更稳定，但因系统响应变慢，加之积分作用减弱，系统静差的消除将随之减慢。

(3) 增大微分时间常数 T_D，有利于加快系统的响应，使超调量减少，稳定性增加，但系统对扰动的抑制能力减弱，对扰动有较敏感的响应不宜采用微分环节。

表 4-6 是在生产实践中所总结出来数据，用于参数整定的参考。

表 4-6 各调节系统 PID 参数经验数据表

调节系统	比例度 δ(%)	积分时间 T_I(分)	微分时间 T_D(分)	说　明
流量	40～100	0.1～1		对象时间常数小，并有杂散扰动，δ 应大，T_I 较短，不必用微分
压力	30～70	0.4～3		对象滞后一般不大，δ 略小，T_I 略大，不用微分
液位	20～80	1～5		δ 小，T_I 较大，要求不高时可不用积分，不用微分
温度	20～60	3～10	0.5～3	对象容量滞后较大。δ 小，T_I 大，加微分作用

在凑试时，可参照以上参数对控制过程的影响趋势，对参数实行先比例，后积分，再微分的整定步骤。具体整定步骤如下。

(1) 首先只整定比例部分。即将比例系数由小变大，并观察相应的系统响应，直到得到反应快、超调小的响应曲线。如果系统没有静差或静差已经小到允许的范围内，并且响应曲线已符合性能要求，那么只需用比例调节器即可，最优比例系数可由此确定。

(2) 加入积分环节。如果在比例调节器的基础上系统的静差不能满足设计要求，则需加入积分环节。整定时首先置积分时间常数 T_I 为一个较大值，并将经第一步整定得到的比例系数略微缩小(如缩小为原来的 4/5)，然后逐渐减小积分时间常数，使在保持系统良好动态性能的情况下，直至静差得到消除。在此过程中，可根据响应曲线的好坏反复改变比例系数与积分时间常数，以期得到满意的控制过程与整定参数。

(3) 加入微分环节。若使用 PI 调节器消除了静差，但动态过程经反复调节仍不能满意，则可加入微分环节，构成 PID 调节器。在整定时，可先置微分时间常数 T_D 为 0。在第二步整定的基础上，增大 T_D，同时相应地改变比例系数和积分时间常数，逐步凑试，以获得满意的调试效果和控制参数。

4.2.5 施密斯预估控制系统

在工业过程(如热工、化工)控制中，由于物料或能量的传输延迟，导致许多被控制对象具有纯滞后性质。由于这种纯滞后的存在，致使按传统设计方法设计的闭环控制系统易产生超调或者振荡，因此国内外部分学者、专家对此作了大量的研究，其中施密斯算法和达林算法就是其中具有代表性的研究成果。

1. 施密斯预估控制原理

施密斯(Smith)提出了一种纯滞后补偿模型，但由于模拟仪表不能实现这种补偿，致使

这种方法在工程中无法实现。现在人们利用微型计算机可以方便地实现纯滞后补偿。

在图 4.22 所示的单回路控制系统中，$D(s)$ 为调节器的传递函数，$G_p(s)e^{-\tau s}$ 为被控对象的传递函数，$G_p(s)$ 为被控对象中不包含纯滞后部分的传递函数，$e^{-\tau s}$ 为被控制对象纯滞后部分的传递函数。

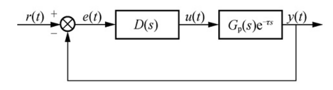


图 4.22　带纯滞后环节的控制系统

由图 4.22 可知，系统闭环特征方程含有纯滞后环节，影响系统的稳定性和性能指标。解决的办法是如何消去特征方程中的纯滞后环节。

施密斯预估控制原理是，与 $D(s)$ 并接一个补偿环节，用来补偿被控对象中的纯滞后部分。这个补偿环节称为预估器，其传递函数为$G_p(s)(1-e^{-\tau s})$，τ 为纯滞后时间，补偿后的系统框图如图 4.23 所示。

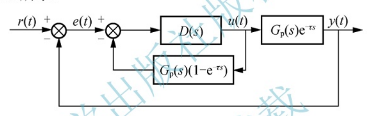


图 4.23　带施密斯预估器的控制系统

由施密斯预估器和调节器 $D(s)$ 组成的补偿回路称为纯滞后补偿器，其传递函数为 $D'(s)$，即

$$D'(s)=\frac{D(s)}{1+D(s)G_p(s)(1-e^{-\tau s})} \tag{4.40}$$

经补偿后的系统闭环传递函数为

$$\Phi(s)=\frac{D'(s)G_p(s)e^{-\tau s}}{1+D'(s)G_p(s)e^{-\tau s}}=\frac{D(s)G_p(s)}{1+D'(s)G_p(s)}e^{-\tau s} \tag{4.41}$$

式(4.41)说明，经补偿后的闭环系统因为式中的 $e^{-\tau s}$ 在闭环控制回路之外，不影响系统的稳定性，拉普拉斯变换的位移定理说明，$e^{-\tau s}$ 仅将控制作用在时间坐标轴上推移了一个时间 τ，控制系统的过渡过程及其他性能指标都与被控对象的特性为 $G_p(s)$ 时完全相同。

2. 具有纯滞后补偿的数字控制器

由图 4.24 可见，纯滞后补偿的数字控制器由两部分组成：一部分是数字 PID 控制器(由 $D(s)$ 离散化得到)；另一部分是施密斯预估器。

1) 施密斯预估器

滞后环节使信号延迟，为此，在内存中专门设定 N 个存储单元存放信号 $m(k)$ 的历史数据，存储单元的个数 N 由下式决定，即

$$N = \tau / T$$

式中　τ ——纯滞后时间；

T ——采样周期。

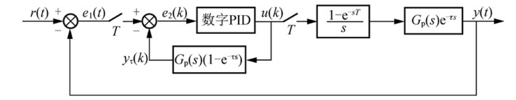


图 4.24　具有纯滞后补偿的控制系统

每采样一次，把 $m(k)$ 记入 0 单元，同时把 0 单元原来存放的数据移到 1 单元，以此类推。从 N 单元输出的信号，就是滞后 N 个采样周期的 $m(k-N)$ 信号。

施密斯预估器的输出可按图 4.25 的顺序计算。

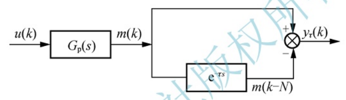


图 4.25　施密斯预估器框图

图 4.25 中，$u(k)$ 是 PID 数字控制器的输入，$y_\tau(k)$ 是施密斯预估器的输出。从图 4.25 可知，必须先计算传递函数 $G_p(s)$ 的输出 $m(k)$ 后，才能计算预估器的输出

$$y_\tau(k) = m(k) - m(k-N) \tag{4.42}$$

许多工业对象可近似用一阶惯性环节和纯滞后环节的串联来表示，即

$$G_c(s) = G_p(s)e^{-\tau s} = \frac{K_f}{1+T_f s}e^{-\tau s} \tag{4.43}$$

式中　K_f 为被控对象的放大系数；

T_f 为被控对象的时间常数；

τ 为纯滞后时间。

预估器的传递函数为

$$G_\tau(s) = G_p(s)(1-e^{-\tau s}) = \frac{K_f}{1+T_f s}(1-e^{-\tau s}) \tag{4.44}$$

2) 纯滞后补偿控制算法步骤

(1) 计算反馈回路的偏差 $e_1(k)$。

$$e_1(k) = r(k) - y(k)$$

(2) 计算纯滞后补偿器的输出 $y_\tau(k)$。

$$\frac{Y_\tau(k)}{U(s)} = G_p(s)(1-e^{-\tau s}) = \frac{K_f}{1+T_f s}(1-e^{-NTs})$$

将上式化成微分方程式，得

$$T_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}y_{\tau}(t)}{\mathrm{d}t}+y_{\tau}(t)=K_{\mathrm{f}}\left[u(t)-u(t-NT)\right]$$



相应的差分方程式为

$$y_{\tau}(k)=ay_{\tau}(k-1)+b\left[u(k-1)-u(k-N-1)\right] \tag{4.45}$$

式中 $a=\dfrac{T_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{f}}+T}$；

$b=\dfrac{T\cdot K_{\mathrm{f}}}{T_{t}+T}$。

式 4.45 称为施密斯预估控制算式。

(3) 计算偏差 $e_2(k)$。

$$e_2(k)=e_1(k)-y_{\tau}(k)$$

(4) 计算控制器的输出 $u(k)$。

当控制器采用 PID 控制算法时，则

$$\begin{aligned}u(k)&=u(k-1)+\Delta u(k)\\&=u(k-1)+K_{\mathrm{p}}\left[e_2(k)-e_2(k-1)\right]+K_{\mathrm{I}}e_2(k)+K_{\mathrm{D}}\left[e_2(k)-2e_2(k-1)+e_2(k-2)\right]\end{aligned} \tag{4.46}$$

式中 K_{p} 为 PID 控制的比例系数；

$K_{\mathrm{I}}=K_{\mathrm{P}}\dfrac{T}{T_{\mathrm{I}}}$ 为积分系数；

$K_{\mathrm{D}}=K_{\mathrm{P}}\dfrac{T_{\mathrm{D}}}{T}$ 为微分系数。

4.3 数字控制器的直接设计方法

除了间接设计法之外，还有一类设计方法就是直接设计法。该设计步骤是，首先对被控对象的数学模型进行离散化，然后按照系统的设计要求选择合适的控制算法来完成数字控制器的设计。这种设计方法具有调节品质好、针对性强等特点。

4.3.1 数字控制器的直接设计

数字控制器的间接设计法，是采用连续控制系统设计法求出校正环节以后，对其进行离散化得到差分方程，最后由计算机程序来实现算法设计。但是，只有在采样周期相当短的情况下，数字控制器的控制效果才能和连续系统相媲美，因为两个采样之间控制器的输出是不变的(当保持器为零阶保持器时)，影响了控制效果。当所选择的采样周期比较大或对控制质量要求比较高时，必须从被控对象的特性出发，直接根据计算机控制理论(采样控制理论)来设计控制器，这类方法称为直接设计方法(离散化设计方法)。直接设计技术比间接设计技术更具有一般意义，它完全是根据采样控制系统的特点进行分析和综合，并导出相应的控制规律和算法。

1. **数字控制器的直接设计步骤**

在图 4.26 所示的计算机控制系统框图中，$G_{\mathrm{c}}(s)$ 是被控对象的连续传递函数，$D(z)$ 是数字控制器的脉冲传递函数，$H(s)$ 是零阶保持器的传递函数，T 是采样周期。

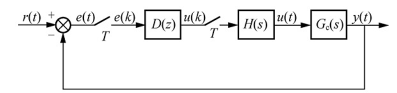


图 4.26　计算机控制系统框图

在图中，定义广义对象的脉冲传递函数为

$$G(z)=\frac{B(z)}{A(z)}=\mathrm{Z}\big[H(s)G(s)\big]=\mathrm{Z}\left[\frac{1-\mathrm{e}^{-Ts}}{s}G_{\mathrm{c}}(s)\right] \tag{4.47}$$

可得图 4.26 对应的闭环脉冲传递函数为

$$\varPhi(z)=\frac{D(z)G(z)}{1+D(z)G(z)} \tag{4.48}$$

由式(4.48)可求得

$$D(z)=\frac{1}{G(z)}\frac{\varPhi(z)}{1-\varPhi(z)} \tag{4.49}$$

在已知 $G_{\mathrm{c}}(s)$ 的情况下，根据控制系统性能要求构造 $\varPhi(z)$，然后由式(4.47)和式(4.49)求得 $D(z)$。由此可得出数字控制器的离散化设计步骤如下。

(1) 根据控制系统的性能要求和其他约束条件，确定所需的闭环脉冲传递函数 $\varPhi(z)$。

(2) 根据式(4.47)求广义对象的脉冲传递函数 $G(z)$。

(3) 根据式(4.49)求数字控制器的脉冲传递函数 $D(z)$。

(4) 根据 $D(z)$ 求出控制算法的递推计算式，由 $D(z)$ 求控制算法可按以下方法实现。

设数字控制器 $D(z)$ 的一般形式为

$$D(z)=\frac{U(z)}{E(z)}=\frac{\sum_{i=0}^{m}b_i z^{-i}}{1+\sum_{i=1}^{n}a_i z^{-i}},\ (n \geq m)$$

数字控制器的输出 $U(z)$ 为

$$U(z)=\sum_{i=0}^{m}b_i z^{-i}E(z)-\sum_{i=1}^{n}a_i z^{-i}U(z)$$

因此，数字控制器 $D(z)$ 的计算机控制算法为

$$U(k)=\sum_{i=0}^{m}b_i e(k-i)-\sum_{i=1}^{n}a_i u(k-i) \tag{4.50}$$

按照式(4.50)，就可编写出控制算法程序。

2. 最少拍控制器的设计

在数字随动控制系统中，要求系统的输出尽快地跟踪给定值的变化，最少拍控制就是满足这一要求的一种离散化设计方法。所谓最少拍控制，就是要求闭环系统对于某种特定的输入在最少个采样周期内达到无静差的稳态，且闭环脉冲传递函数具有以下形式：

$$\varPhi(z)=\varPhi_1 z^{-1}+\varPhi_2 z^{-2}+\varPhi_3 z^{-3}+\cdots+\varPhi_n z^{-n} \tag{4.51}$$

式中　n 为可能情况下的最小正整数。

这一形式表明闭环系统的脉冲响应在 n 个采样周期后变为 0，从而意味着系统在 n 拍之内达到稳态。

1) 闭环脉冲传递函数 $\Phi(z)$ 的确定

由图 4.26 可知，误差 $E(z)$ 的脉冲传递函数为

$$\Phi_e(z)=\frac{E(z)}{R(z)}=\frac{R(z)-Y(z)}{R(z)}=1-\Phi_e(z) \tag{4.52}$$

式中　$E(z)$ 为误差信号 $e(t)$ 的 Z 变换；

$R(z)$ 为输入函数 $r(t)$ 的 Z 变换；

$Y(z)$ 为输出量 $y(t)$ 的 Z 变换。

于是误差 $E(z)$ 为

$$E(z)=R(z)\Phi_e(z) \tag{4.53}$$

对于典型输入函数

$$r(t)=\frac{1}{(q-1)!}t^{q-1} \tag{4.54}$$

对应的 Z 变换为

$$R(z)=\frac{B(z)}{(1-z^{-1})^q} \tag{4.55}$$

式中　$B(z)$ 是不包含 $(1-z^{-1})$ 因子的关于 z^{-1} 的多项式，当 q 分别等于 1、2、3 时，对应的典型输入为单位阶跃、单位速度、单位加速度输入函数。

根据 Z 变换的终值定理，系统的稳态误差为

$$e(\infty)=\lim_{z\to1}(1-z^{-1})R(z)\Phi_e(z)=\lim_{z\to1}(1-z^{-1})\frac{B(z)}{(1-z^{-1})^q}\Phi_e(z) \tag{4.56}$$

由于 $B(z)$ 没有 $(1-z^{-1})$ 因子，因此要使稳态误差 $e(\infty)$ 为 0，必须有

$$\Phi_e(z)=1-\Phi(z)=(1-z^{-1})^qF(z) \tag{4.57}$$

即有

$$\Phi(z)=1-\Phi_e(z)=1-(1-z^{-1})^qF(z)$$

式中　$F(z)$ 为关于 z^{-1} 的待定系数多项式。

显然，为了使 $\Phi(z)$ 能够实现，$F(z)$ 的首项应取为 1，即

$$F(z)=1+f_1z^{-1}+f_2z^{-2}+\cdots+f_pz^{-p} \tag{4.58}$$

可以看出，$\Phi(z)$ 具有 z^{-1} 的最高幂次为 $N=p+q$，这表明系统闭环响应在采样点的值经 N 拍可达到稳态。特别当 $p=0$ 时，即 $F(z)=1$ 时，系统在采样点的输出可在最少拍($N_{\min}=q$ 拍)内达到稳态，即为最少拍控制。因此最少拍控制设计时选择 $\Phi(z)$ 为

$$\Phi(z)=1-(1-z^{-1})^q \tag{4.59}$$

由式(4.49)可知，最少拍控制器 $D(z)$ 为

$$D(z)=\frac{1}{G(z)}\frac{\Phi(z)}{1-\Phi(z)}=\frac{1-(1-z^{-1})^q}{G(z)(1-z^{-1})^q} \tag{4.60}$$

2) 典型输入下的最少拍控制系统分析

(1) 单位阶跃输入($q=1$)。

输入函数 $r(t)=1$，其 Z 变换为

$$R(z)=\frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}$$

由式(4.59)可知

$$\Phi(z)=1-(1-z^{-1})^q=z^{-1}$$

因而有

$$E(z)=R(z)\Phi_e(z)=R(z)\left[1-\Phi(z)\right]=\frac{1}{1-z^{-1}}(1-z^{-1})=1$$

$$=1\cdot z^0+0\cdot z^{-1}+0\cdot z^{-2}+\cdots$$

进一步求得

$$Y(z)=R(z)\Phi(z)=\frac{1}{1-z^{-1}}=z^{-1}+z^{-2}+z^{-3}+\cdots$$

以上两式说明，只需一拍(一个采样周期)输出就能跟踪输入，误差为0，过渡过程结束。还可以通过 $E(z)+Y(z)=R(z)$ 证明上述结论。

(2) 单位速度输入($q=2$)。

输入函数 $r(t)=t$ 的 Z 变换为

$$R(z)=\frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})^2}$$

由式(4.59)得

$$\Phi(z)=1-(1-z^{-1})^q=1-(1-z^{-1})^2=2z^{-1}-z^{-2}$$

$$E(z)=R(z)\Phi_e(z)=R(z)\left[1-\Phi(z)\right]=\frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})^2}(1-2z^{-1}+z^{-2})=Tz^{-1}$$

且有
$$Y(z)=R(z)\Phi(z)=\frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})^2}(2z^{-1}-z^{-2})=2Tz^{-2}+3Tz^{-3}+4Tz^{-4}+\cdots$$

以上两式说明，只需二拍(两个采样周期)输出就能跟踪输入，达到稳态。也可以通过 $E(z)+Y(z)=R(z)$ 证明上述结论。

(3) 单位加速度输入($q=3$)。

单位加速度输入 $r(t)=\frac{1}{2}t^2$ 的 Z 变换为

$$R(z)=\frac{T^2z^{-1}(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})^3}$$

根据式(4.59)有

$$\Phi(z)=1-(1-z^{-1})^q=1-(1-z^{-1})^3=3z^{-1}-3z^{-2}+z^{-3}$$

同理

$$E(z)=R(z)\Phi_e(z)=R(z)\left[1-\Phi(z)\right]=\frac{T^2z^{-1}(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})^3}(1-3z^{-1}+3z^{-2}-z^{-3})$$

$$=\frac{1}{2}T^2z^{-1}+\frac{1}{2}T^2z^{-2}$$

上式说明，只需三拍(3 个采样周期)输出就能跟踪输入，达到稳态。

3. 最少拍控制器的局限性

1) 最少拍控制器对典型输入的适应性差

最少拍控制器的设计是使系统对某一典型输入的响应为最少拍，但对于其他典型输入不一定为最少拍，甚至会引起大的超调和静差。

例如，当$\Phi(z)$是按单位速度输入设计时有

$$\Phi(z)=2z^{-1}-z^{-2}$$

3 种不同输入时对应的输出如下：

(1) 单位阶跃输入时

$$r(t)=1$$

$$R(z)=\frac{1}{(1-z^{-1})}$$

$$Y(z)=R(z)\Phi(z)=\frac{1}{(1-z^{-1})}\cdot(2z^{-1}-z^{-2})=2z^{-1}+z^{-2}+z^{-3}+\cdots$$

(2) 单位速度输入时

$$r(t)=t$$

$$R(z)=\frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})^2}$$

$$Y(z)=R(z)\Phi(z)=\frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})^2}\cdot(2z^{-1}-z^{-2})=2Tz^{-2}+3Tz^{-3}+4Tz^{-4}+\cdots$$

(3) 单位加速度输入时

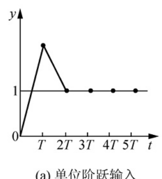
$$r(t)=\frac{1}{2}t^2$$

$$R(z)=\frac{T^2z^{-1}(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})^3}$$

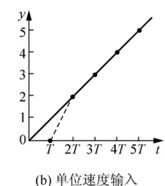
$$Y(z)=R(z)\Phi(z)=\frac{T^2z^{-1}(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})^3}\cdot(2z^{-1}-z^{-2}$$

$$=T^2z^{-2}+3.5T^2z^{-3}+7T^2z^{-4}+11.5T^2z^{-5}+\cdots$$

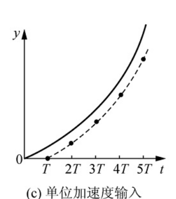
对于上述 3 种情况，进行 z 反变换后得到输出序列，如图 4.27 所示。单位阶跃输入时，超调严重(达 100%)，单位加速度输入时有静差。



(a) 单位阶跃输入



(b) 单位速度输入



(c) 单位加速度输入

图 4.27 按单位速度输入设计的最少拍控制器对不同输入的响应

可见，针对一种典型的输入函数 $R(z)$ 设计，得到系统的闭环脉冲传递函数 $\Phi(z)$，用于次数较低的输入函数 $R(z)$ 时，系统将出现较大的超调，响应时间也会增加，但在采样时刻的误差为 0(此时看起来达到了稳态要求)。反之，当一种典型的最少拍特性用于输入函数时次数较高时，输出不能完全跟踪输入并产生稳态误差。由此可见，按一种输入信号设计的最少拍闭环脉冲传递函数 $\Phi(z)$ 只适应其特定的输入，而不能适应于各种输入。

2) 最少拍控制器的可实现性问题

设图 4.26 和式(4.47)所示的广义对象的脉冲传递函数为

$$G(z)=\frac{B(z)}{A(z)} \tag{4.61}$$

若用 $\deg A(z)$ 和 $\deg B(z)$ 分别表示 $A(z)$ 和 $B(z)$ 的阶数，显然有

$$\deg A(z)>\deg B(z) \tag{4.62}$$

设数字控制器 $D(z)$ 为

$$D(z)=\frac{Q(z)}{P(z)} \tag{4.63}$$

如果 $D(z)$ 是物理上实现的，则必须要求

$$\deg P(z)\geqslant \deg Q(z) \tag{4.64}$$

式(4.64)的含义是，要产生 k 时刻的控制量 $u(k)$，最多只能利用 k 时刻及其以前的误差 $e(k)$、$e(k-1)\cdots$以及过去时刻的控制量 $u(k-1)$、$u(k-2)$ 来实现。

闭环系统的脉冲传递函数为

$$\Phi(z)=\frac{D(z)G(z)}{1+D(z)G(z)}=\frac{B(z)Q(z)}{A(z)P(z)+B(z)Q(z)}=\frac{B_m(z)}{A_m(z)} \tag{4.65}$$

由式(4.65)可得

$$\begin{aligned}\deg A_m(z)-\deg B_m(z)&=\deg[A(z)P(z)+B(z)Q(z)]-\deg[B(z)Q(z)]\\&=\deg[A(z)P(z)]-\deg[B(z)Q(z)]\\&=\deg A(z)-\deg B(z)+\deg P(z)-\deg Q(z)\end{aligned}$$

所以

$$\deg A_m(z)-\deg B_m(z)\geqslant \deg A(z)-\deg B(z) \tag{4.66}$$

式(4.66)给出了为使 $D(z)$ 物理上可实现时 $\Phi(z)$ 应满足的条件，该条件的物理意义是，若 $G(z)$ 的分母比分子高 N 阶，则确定 $\Phi(z)$ 时分母必须至少比分子高 N 阶。

设给定连续被控对象有 d 个采样周期的纯滞后，相应于图 4.26 的广义对象脉冲传递函数为

$$G(z)=\frac{B(z)}{A(z)}z^{-d} \tag{4.67}$$

则所设计的闭环脉冲传递函数 $\Phi(z)$ 中必须含有纯滞后，且滞后时间要大于或等于(至少要等于)被控对象的滞后时间。否则，系统的响应超前于被控对象的输入，这实际上是实现不了的。

3) 最少拍控制的稳定性问题

在前面讨论的设计过程中，对 $G(z)$ 并没有提出限制条件。实际上，只有当 $G(z)$ 是稳定的(即 $G(z)$ 在 Z 平面单位圆上和圆外没有极点)且不含有纯滞后环节时，式(4.60)才成立。如果 $G(z)$ 不满足稳定条件，则需对设计原则作相应的限制。

由式

$$\Phi(z)=\frac{D(z)G(z)}{1+D(z)G(z)} \tag{4.68}$$

可以看出，$D(z)$ 和 $G(z)$ 总是成对出现的，但却不允许它们的零点、极点互相对消。这是因为，简单地利用 $D(z)$ 的零点去对消 $G(z)$ 中的不稳定极点，虽然从理论上可以得到一个稳定的闭环系统。但是，当系统运行过程中参数产生漂移，或辨识的参数有误差时，这种零极点对消不可能准确实现，这将引起闭环系统不稳定。既然在单位圆外或圆上 $D(z)$ 和 $G(z)$ 不能对消零极点，就应该采取给 $\Phi(z)$ 附加一个约束条件，以保证系统的稳定。这个约束条件称为稳定性条件。

4.3.2 最少拍有纹波控制器的设计

在图 4.26 所示的系统中，设被控对象的传递函数为

$$G_c(s)=G_c'(s)e^{-\tau s} \tag{4.69}$$

式中　$G_c'(s)$ 为不含滞后部分的传递函数；

τ 为纯滞后时间。

若令

$$d=\frac{\tau}{T} \tag{4.70}$$

则有

$$G(z)=z\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s}G_c(s)\right]=z\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s}G_c'(s)e^{-\tau s}\right]$$

$$=z^{-d}\cdot z\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s}G_c'(s)\right]=z^{-d}\cdot\frac{B(z)}{A(z)} \tag{4.71}$$

并设 $G(z)$ 有 u 个零点 b_1，b_2，…，b_u 和 v 个极点 $a_1, a_2, \cdots$，a_v 在 Z 平面的单位圆上或圆外。这里，当连续被控对象 $G_c(s)$ 中不含滞后时，$d=0$；当 $G(z)$ 中含有纯滞后时，$d\geqslant 1$，即 d 个采样周期的纯滞后。

设 $G'(z)$ 是 $G(z)$ 中不含单位圆上或圆外的零极点部分，则广义对象的传递函数可表示为

$$G(z)=\frac{z^{-d}\prod_{i=1}^{u}(1-b_i z^{-1})}{\prod_{i=1}^{v}(1-a_i z^{-1})}G'(z) \tag{4.72}$$

由式(4.60)可以看出，为了避免使$G(z)$在单位圆外或圆上的零点、极点与$D(z)$的零点、极点对消，同时又能实现对系统的补偿，选择系统的闭环脉冲传递函数时必须满足下面的约束条件。

(1) $\Phi_e(z)$的零点中，必须包含$G(z)$在Z平面单位圆外或圆上的所有极点，即

$$\Phi_e(z)=1-\Phi(z)=\left[\prod_{i=1}^{v}(1-a_i z^{-1})\right](1-z^{-1})^q F_1(z) \tag{4.73}$$

式中　$F_1(z)$为关于z^{-1}的多项式，且不含$G(z)$中的不稳定极点a_i。

为了使$\Phi_e(z)$能够实现，$F_1(z)$应具有以下形式

$$F_1(z)=1+f_{11}z^{-1}+f_{12}z^{-2}+\cdots+f_{1m}z^{-m} \tag{4.74}$$

实际上，若$G(z)$有j个极点在单位圆上，即$z=1$处，则应对$\Phi_e(z)$的选择表达式(4.73)进行修改，可按以下方法确定$\Phi_e(z)$。

① 若$j \leqslant q$，则

$$\Phi_e(z)=1-\Phi(z)=\left[\prod_{i=1}^{v-j}(1-a_i z^{-1})\right](1-z^{-1})^q F_1(z) \tag{4.75}$$

② 若 $j > q$，则

$$\Phi_e(z) = 1 - \Phi(z) = \left[\prod_{i=1}^{v-j}(1 - a_i z^{-1})\right](1 - z^{-1})^j F_1(z) \tag{4.76}$$

(2) $\Phi(z)$ 的零点中，必须包含 $G(z)$ 在 z 平面单位圆外或圆上的所有零点，即

$$\Phi(z) = z^{-d}\left[\prod_{i=1}^{u}(1 - b_i z^{-1})\right]F_2(z) \tag{4.77}$$

式中 $F_2(z)$ 为关于 z^{-1} 的多项式，且不含 $G(z)$ 中的不稳定零点 b_i。

为了使 $\Phi_e(z)$ 能够实现，$F_2(z)$ 应具有以下形式

$$F_2(z) = f_{21}z^{-1} + f_{22}z^{-2} + \cdots + f_{2n}z^{-n} \tag{4.78}$$

(3) $F_1(z)$ 和阶数的选取方法可按以下进行(保证 $\Phi(z)$ 与 $\Phi_e(z)$ 的幂次相等)。

① 若 $G(z)$ 中有 j 个极点在单位圆上，当 $j \leqslant q$ 时，有

$$\begin{cases} m = u + d \\ n = v - j + q \end{cases} \tag{4.79}$$

② 若 $G(z)$ 中有 j 个极点在单位圆上，当 $j > q$ 时，有

$$\begin{cases} m = u + d \\ n = v \end{cases} \tag{4.80}$$

以上给出了确定 $\Phi(z)$ 时必须满足的约束条件。根据此约束条件，可求得最少拍控制器为

$$D(z) = \frac{1}{G(z)}\frac{\Phi(z)}{1 - \Phi(z)} = \begin{cases} \dfrac{F_2(z)}{G(z)(1 - z^{-1})^{q-j}F_1(z)}, & j \leqslant q \\ \dfrac{F_2(z)}{G(z)F_1(z)}, & j > q \end{cases} \tag{4.81}$$

根据上述约束条件设计的最少拍控制系统，只保证了在最少的几个采样周期后系统的响应在采样点上稳态误差为 0，而不能保证任意两个采样点之间的稳态误差为 0。因此，这种控制系统输出信号 $y(t)$ 有纹波存在，故称为最少拍有纹波控制系统，式(4.81)的控制器为最少拍有纹波控制器。值得注意的是 $y(t)$ 的纹波在采样点上观测不到，必须用修正 Z 变换才能计算出两个采样点之间的输出值，这种纹波称为隐蔽振荡(Hidden oscillations)。

例 4.1 在图 4.26 所示的计算机控制系统中，被控对象的传递函数和零阶保持器的传递函数分别为

$$G_c(s) = \frac{10}{s(s+1)} \text{ 和 } H(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}$$

采样周期 $T = 1\text{s}$，试针对单位速度输入函数设计最少拍有纹波系统，画出数字控制器和系统的输出波形。

解 首先求出广义对象的脉冲传递函数

$$G(z)=Z\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s}\frac{10}{s(s+1)}\right]=(1-z^{-1})Z\left[\frac{10}{s^2(s+1)}\right]$$

$$=10(1-z^{-1})\left[\frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})^2}-\frac{1}{1-z^{-1}}+\frac{1}{1-0.3679z^{-1}}\right]$$

$$=\frac{3.697z^{-1}(1+0.718z^{-1})}{(1-z^{-1})(1-0.3679z^{-1})}$$

上式中，$d=0$，$u=0$，$v=1$，$j=1$，$q=2$ 且 $j<q$，故有

$$m=u+d=0 \qquad n=v-j+q=2$$

对单位速度输入信号，选择

$$\Phi_e(z)=1-\Phi(z)=\left[\prod_{i=1}^{v-j}(1-a_iz^{-1})\right](1-z^{-1})^qF_1(z)=(1-z^{-1})^2$$

$$\Phi(z)=z^{-d}\left[\prod_{i=1}^{u}(1-b_iz^{-1})\right]F_2(z)=f_{21}z^{-1}+f_{22}z^{-2}$$

$$1-\Phi(z)=1-f_{21}z^{-1}-f_{22}z^{-2}=(1-z^{-1})^2$$

即

$$1-f_{21}z^{-1}-f_{22}z^{-2}=1-2z^{-1}+z^{-2}$$

解得

$$f_{21}=2,\quad f_{22}=-1$$

故

$$\Phi(z)=2z^{-1}-z^{-2}$$

$$D(z)=\frac{1}{G(z)}\frac{\Phi(z)}{1-\Phi(z)}=\frac{(1-z^{-1})(1-0.3679z^{-1})}{3.697z^{-1}(1+0.718z^{-1})}\frac{2z^{-1}-z^{-2}}{(1-z^{-1})^2}$$

$$=\frac{0.5434(1-0.5z^{-1})(1-0.3679z^{-1})}{(1-z^{-1})(1+0.718z^{-1})}$$

进一步求得

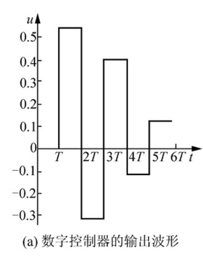
$$E(z)=R(z)\Phi_e(z)=(1-z^{-1})^2\frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})^2}=Tz^{-1}$$

$$Y(z)=R(z)\Phi(z)=\frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})^2}(2z^{-1}-z^{-2})=2Tz^{-2}+3Tz^{-3}+4Tz^{-4}+\cdots$$

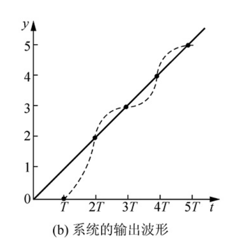
$$U(z)=E(z)D(z)=z^{-1}\frac{0.5434(1-0.5z^{-1})(1-0.3679z^{-1})}{(1-z^{-1})(1+0.718z^{-1})}$$

$$=0.54z^{-1}-0.32z^{-2}+0.40z^{-3}-0.12z^{-4}+0.25z^{-5}+\cdots$$

由此，可画出数字控制器和系统的输出波形，分别如图 4.28(a)和图 4.28(b)所示。



(a) 数字控制器的输出波形



(b) 系统的输出波形

图 4.28 数字控制器和系统的输出波形

4.3.3 最少拍无纹波控制器的设计

按最少拍有纹波系统设计的控制器，系统的输出值虽然能够跟踪输入值，但在非采样点有纹波存在。其原因在于数字控制器的输出序列$u(k)$经过若干拍后，不为常值或0，而是振荡收敛的。在非采样时刻的纹波现象既造成非采样时刻有偏差，又浪费执行机构的功率，增加机械磨损，因此必须消除。

1. 设计最少拍无纹波控制器的必要条件

无纹波系统要求系统的输出信号在采样点之间不出现纹波，必须满足以下条件。

(1) 对阶跃输入，当$t \geqslant NT$时，$y(t)$ =常数。

(2) 对速度输入，当$t \geqslant NT$时，$\dot{y}(t)$ =常数。

(3) 对加速度输入，当$t \geqslant NT$时，$\ddot{y}(t)$ =常数。

上述条件说明，被控对象$G_c(s)$必须有能力给出与系统输入$r(t)$相同的且平滑的输出$y(t)$。例如，针对速度输入函数进行设计时，就要求稳态过程中$G_c(s)$的输出也必须是速度函数。为了产生这样的速度输出函数，在控制信号$u(k)$为常值(包括0)时，$G_c(s)$中必须至少有一个积分环节，使得$G_c(s)$的稳态输出是所要求的速度函数。同理，若针对加速度输入函数设计的无纹波控制器，则$G_c(s)$中必须至少有两个积分环节(此时仍然是保证控制信号$u(k)$为常值)。因此，设计最少拍无纹波控制器时$G_c(s)$中必须含有足够的积分环节，以保证$u(t)$为常数时，$G_c(s)$的稳态输出完全跟踪输入，且无纹波。

2. 最少拍无纹波系统确定$G_c(s)$的约束条件

要使系统的稳态输出无纹波，就要求稳态时的控制信号$u(k)$为常数或0。控制信号$u(k)$的Z变换为

$$U(z)=\sum_{k=0}^{\infty}u(k)z^{-k}=u(0)+u(1)z^{-1}+\cdots+u(l)z^{-l}+u(l+1)z^{-(l+1)}+\cdots \tag{4.82}$$

如果系统经过l个采样周期达到稳态，则根据无纹波系统要求可知，必然有

$$u(l)=u(l+1)=u(l+2)=\cdots=常数或0$$

设广义对象的脉冲传送函数 $G(z)$ 含有 d 个采样周期的纯滞后，则

$$G(z)=\frac{B(z)}{A(z)}z^{-d} \tag{4.83}$$

而

$$U(z)=\frac{Y(z)}{G(z)}=\frac{\Phi(z)}{G(z)}R(z) \tag{4.84}$$

将式(4.83)代入式(4.84)，得

$$U(z)=\frac{\Phi(z)}{z^{-d}B(z)}A(z)R(z)=\Phi_u(z)R(z) \tag{4.85}$$

式中

$$\Phi_u(z)=\frac{\Phi(z)}{z^{-d}B(z)}A(z) \tag{4.86}$$

要使控制信号 $u(k)$ 在稳态过程中为常数或 0，那么 $\Phi_u(z)$ 只能是关于 z^{-1} 的有限多项式。因此式(4.86)中的 $\Phi(z)$ 必须包含 $G(z)$ 的分子多项式 $B(z)$，即 $\Phi(z)$ 必须包含 $G(z)$ 的所有零点。这样，原来最少拍有纹波系统设计时确定 $\Phi(z)$ 的式(4.77)应修改为

$$\Phi(z)=z^{-d}B(z)F_2(z)=z^{-d}\left[\prod_{i=1}^{w}(1-b_iz^{-1})\right]F_2(z) \tag{4.87}$$

式中　w 为 $G(z)$ 的所有零点数；

b_1，b_2，…，b_w 为 $G(z)$ 的所有零点。

3. 最少拍无纹波控制器确定 $\Phi(z)$ 的方法

确定 $\Phi(z)$ 必须满足下列要求。

(1) 被控对象 $G_c(s)$ 中含有足够的积分环节，以满足无纹波系统设计的必要条件。

(2) 按式(4.87)选择 $\Phi(z)$。

(3) 按式(4.75)或式(4.76)选择 $\Phi_e(z)$。

(4) $F_1(z)$ 和 $F_2(z)$ 的阶数 m 和 n 可按以下方法选取，$F_1(z)$ 和 $F_2(z)$ 的形式见式(4.74)和式(4.78)。

① 若 $G(z)$ 中有 j 个极点在单位圆上，当 $j \leqslant q$ 时，有

$$\begin{cases} m=w+d \\ n=v-j+q \end{cases} \tag{4.88}$$

② 若 $G(z)$ 中有 j 个极点在单位圆上，当 $j>q$ 时，有

$$\begin{cases} m=w+d \\ n=v \end{cases} \tag{4.89}$$

4. 无纹波系统的调整时间要增加若干拍，增加的拍数等于 $G(z)$ 在单位圆内的零点数

例 4.2　在例 4.1 中，广义对象的脉冲传递函数为($T=1\text{s}$)

$$G(z)=\frac{3.697z^{-1}(1+0.718z^{-1})}{(1-z^{-1})(1-0.3679z^{-1})}$$

试针对单位速度输入函数，设计最少拍无纹波系统，并绘出数字控制器和系统的输出波形图。

解 由 $G(z)$ 的表达式和 $G_c(s)$ 知，满足无纹波设计的必要条件，且 $d=0$，$w=1$，$q=2$，$v=1$，$j=1$ 且 $j<q$，故有 $m=w+d=1$，$n=v-j+q=2$。

对单位速度输入信号，选择

$$\Phi_e(z)=1-\Phi(z)=\left[\prod_{i=1}^{v-j}(1-a_iz^{-1})\right](1-z^{-1})^qF_1(z)$$

$$=(1-z^{-1})^2(1+f_{11}z^{-1})$$

$$\Phi(z)=z^{-d}\left[\prod_{i=1}^{w}(1-b_iz^{-1})\right]F_2(z)=(1+0.718z^{-1})(f_{21}z^{-1}+f_{22}z^{-2})$$

$$1-\Phi(z)=1-(1+0.718z^{-1})(f_{21}z^{-1}+f_{22}z^{-2})=(1-z^{-1})^2(1+f_{11}z^{-1})$$

即

$$1-f_{21}-(f_{22}+0.718f_{21})-0.718f_{22}z^{-3}=1+(f_{11}-2)z^{-1}+(1-2f_{11})z^{-2}f_{11}z^{-3}$$

解得

$$\begin{cases}f_{11}=0.592\\ f_{21}=1.408\\ f_{22}=-0.825\end{cases}$$

故有

$$\Phi_e(z)=(1-z^{-1})^2(1+0.592z^{-1})$$

$$\Phi(z)=(1+0.718z^{-1})(1.408z^{-1}-0.825z^{-2})$$

$$D(z)=\frac{1}{G(z)}\frac{\Phi(z)}{1-\Phi(z)}$$

$$=\frac{(1-z^{-1})(1-0.3679z^{-1})}{3.679z^{-1}(1+0.718z^{-1})}\cdot\frac{(1+0.718z^{-1})(1.408z^{-1}-0.825z^{-2})}{(1-z^{-1})^2(1+0.592z^{-1})}$$

$$=\frac{(1-0.3679z^{-1})(1.408z^{-1}-0.825z^{-2})}{3.679(1-z^{-1})(1+0.592z^{-1})}$$

$$=\frac{0.272(1-0.3679z^{-1})(1.408z^{-1}-0.825z^{-2})}{(1-z^{-1})(1+0.592z^{-1})}$$

$$Y(z)=R(z)\Phi(z)=\frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})^2}(1+0.718z^{-1})(1.408z^{-1}-0.825z^{-2})$$

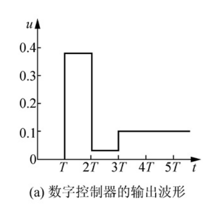
$$=1.41z^{-2}+3z^{-3}+4z^{-4}+5z^{-5}+\cdots$$

$$U(z)=\frac{Y(z)}{G(z)}=\frac{\Phi(z)}{G(z)}R(z)$$

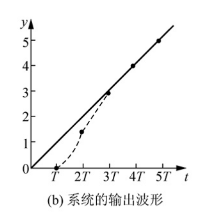
$$=\frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})^2}(1+0.718z^{-1})(1.408z^{-1}-0.825z^{-2})\cdot\frac{(1-z^{-1})(1-0.3679z^{-1})}{3.679z^{-1}(1+0.718z^{-1})}$$

$$=0.38z^{-1}+0.02z^{-2}+0.09z^{-3}+0.09z^{-4}+\cdots$$

数字控制器和系统的输出波形如图 4.29 所示。



(a) 数字控制器的输出波形



(b) 系统的输出波形

图 4.29 数字控制器和系统的输出波形

对比例 4.1 和例 4.2 的输出序列波形图，可以看出，有纹波系统的调整时间为两个采样周期，无纹波系统的调整时间为 3 个采样周期，比有纹波系统调整时间增加了一拍，因为 $G(z)$ 在单位圆内有一个零点。

4.3.4 达林算法

在工业过程控制中，有一些控制系统存在一定的滞后时间。对于这类系统，首先要求的是系统的输出没有或有很少的超调量，而在调节时间上要求不是那么严格。在这类系统的设计中，如果使用普通的设计方法(如 PID 调节等)，其效果很难满足系统的设计要求。针对这类系统的特点，1968 年 IBM 公司的达林(Dahlin)提出了一种控制算法，并且取得了较好的控制效果。

1. **数字控制器 $G(z)$ 的形式**

在生产过程中，常有被控对象 $G_c(s)$ 是带有纯滞后的一阶或二阶惯性环节，即

$$G_c(s)=\frac{K}{1+T_1 s}e^{-\tau s} \tag{4.90}$$

或

$$G_c(s)=\frac{K}{(1+T_1 s)(1+T_2 s)}e^{-\tau s} \tag{4.91}$$

式中 τ 为纯滞后时间；

T_1、T_2 为时间常数；

K 为放大系数。

对于上述系统，常采用达林算法。达林算法的设计目标是使整个闭环系统所期望的传递函数 $\Phi(s)$ 相当于一个延迟环节和一个惯性环节相串联，即

$$\Phi(s)=\frac{1}{T_\tau s+1}e^{-\tau s} \tag{4.92}$$

并期望整个闭环系统的纯滞后时间和被控对象 $G_c(s)$ 的纯滞后时间 τ 相同。式(4.92)中 T_τ 为闭环系统的时间常数，纯滞后时间 τ 与采样周期 T 有整数倍关系，即

$$\tau = NT \quad (N=1, 2, \cdots)$$

用脉冲传递函数近似法求得与 $\Phi(s)$ 对应的闭环脉冲传递函数 $\Phi(z)$

$$\Phi(z)=\frac{y(z)}{R(Z)}=Z[\frac{1-e^{-\tau s}}{s}\cdot\frac{e^{-\tau s}}{T_\tau s+1}]$$

将 $\tau=NT$ 代入上式，并进行 Z 变换，得

$$\Phi(z)=\frac{(1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau})z^{-N-1}}{1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau}z^{-1}} \tag{4.93}$$

因此得

$$D(z)=\frac{1}{G(z)}\frac{\Phi(z)}{1-\Phi(z)}=\frac{1}{G(z)}\frac{(1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau})z^{-N-1}}{1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau}z^{-1}-(1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau})z^{-N-1}} \tag{4.94}$$

假若已知被控对象的脉冲传递函数 $G(z)$，就可由式(4.94)求出数字控制器的脉冲传递函数 $D(z)$。现在针对带有纯滞后的一阶或二阶惯性环节分析、设计。

被控对象为带纯滞后的一阶惯性环节，其脉冲传递函数为

$$G(z)=z\left[\frac{1-\mathrm{e}^{-Ts}}{s}\cdot\frac{K}{1+T_1 s}\mathrm{e}^{-\tau s}\right]$$

将 $\tau=NT$ 代入上式，得

$$G(z)=z\left[\frac{1-\mathrm{e}^{-Ts}}{s}\cdot\frac{K}{1+T_1 s}\mathrm{e}^{-\tau s}\right]=Kz^{-N-1}\frac{1-\mathrm{e}^{-T/T_1}}{1-\mathrm{e}^{-T/T_1}z^{-1}} \tag{4.95}$$

将式(4.95)代入式(4.94)，得到数字控制器的算式

$$D(z)=\frac{(1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau})(1-\mathrm{e}^{-T/T_1}z^{-1})}{K(1-\mathrm{e}^{-T/T_1})\left[1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau}z^{-1}-(1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau})z^{-N-1}\right]} \tag{4.96}$$

被控对象为带纯滞后的二阶惯性环节，其脉冲传递函数为

$$G(z)=z\left[\frac{1-\mathrm{e}^{-Ts}}{s}\cdot\frac{K\mathrm{e}^{-\tau s}}{(1+T_1 s)(1+T_2 s)}\right]$$

将$\tau = NT$代入上式，并进行Z变换，得

$$G(z) = \frac{K(C_1 + C_2 z^{-1})z^{-N-1}}{(1 - \mathrm{e}^{-T/T_1} z^{-1})(1 - \mathrm{e}^{-T/T_2} z^{-1})} \tag{4.97}$$

式中

$$\begin{cases} C_1 = 1 + \dfrac{1}{T_2 - T_1}(T_1 \mathrm{e}^{-T/T_1} - T_2 \mathrm{e}^{-T/T_2}) \\ C_2 = \mathrm{e}^{-T(1/T_1 + 1/T_2)} + \dfrac{1}{T_2 - T_1}(T_1 \mathrm{e}^{-T/T_2} - T_2 \mathrm{e}^{-T/T_1}) \end{cases} \tag{4.98}$$

将式(4.97)代入式(4.94)，得

$$D(z) = \frac{(1 - \mathrm{e}^{-T/T_\tau})(1 - \mathrm{e}^{-T/T_1} z^{-1})(1 - \mathrm{e}^{-T/T_2} z^{-1})}{K(C_1 + C_2 z^{-1})\left[1 - \mathrm{e}^{-T/T_\tau} z^{-1} - (1 - \mathrm{e}^{-T/T_\tau})z^{-N-1}\right]} \tag{4.99}$$

2. 振铃现象及其消除

所谓振铃(ringing)现象，是指数字控制器的输出以二分之一采样频率大幅度衰减的振荡。这与前面所介绍的快速有纹波系统中的纹波是不一样的。纹波是由于控制器的输出一直是振荡的，影响到系统的输出一直有纹波。而振铃现象中的振荡是衰减的。由于被控对象中惯性环节的低通特性，使得这种振荡对系统的输出几乎无任何影响。但是振铃现象却会增加执行机构的磨损，在有交互作用的多参数控制系统中，振铃现象还有可能影响到系统的稳定性。

1) 振铃现象的分析

参照图 4.26 所示，系统的输出$Y(z)$和数字控制器的输出$U(z)$间有下列关系

$$Y(z) = U(z)G(z)$$

系统的输出$Y(z)$和输入函数的$R(z)$之间的关系为

$$Y(z) = \varPhi(z)R(z)$$

由上面两式得到数字控制器的输出$U(z)$与输入函数的$R(z)$之间的关系为

$$\frac{U(z)}{R(z)} = \frac{\varPhi(z)}{G(z)} \tag{4.100}$$

令

$$\varPhi_u(z) = \frac{\varPhi(z)}{G(z)} \tag{4.101}$$

显然，可由式(4.100)得

$$U(z) = \varPhi_u(z)R(z) \tag{4.102}$$

式中，$\varPhi_u(z)$为数字控制器的输出与输入函数在闭环时的关系，是分析振铃现象的基础。

对于单位阶跃输入函数$R(z) = 1/(1 - z^{-1})$，含有极点$z = 1$，如果$\varPhi_u(z)$的极点在Z平面的负实轴上，且与$z = -1$点相近，那么数字控制器的输出序列$u(k)$中将含有这两种幅值相近的瞬态项。而且瞬态项的符号在不同时刻是不相同的。当两瞬态项符号相同时，数字控制器的输出控制作用加强，符号相反时，控制作用减弱，从而造成数字控制器的输出序列大幅度波动。分析$\varPhi_u(z)$在Z平面负实轴上的极点分布情况，就可得出振铃现象的有关结论。下面分析带纯滞后的一阶或二阶惯性环节系统中的振铃现象。

(1) 带纯滞后的一阶惯性环节。

被控对象为带纯滞后的一阶惯性环节时，其脉冲传递函数 $G(z)$ 为式(4.95)，闭环系统的期望传递函数为式(4.93)，将两式代入式(4.101)，有

$$\Phi_u(z)=\frac{\Phi(z)}{G(z)}=\frac{(1-e^{-T/T_\tau})(1-e^{-T/T_1}z^{-1})}{K(1-e^{-T/T_1})(1-e^{-T/T_\tau}z^{-1})} \tag{4.103}$$

求得极点 $z=e^{-T/T_\tau}$，显然 z 永远大于 0。故得出结论：在带纯滞后的一阶惯性环节组成的系统中，数字控制器输出对输入的脉冲传递函数不存在负实轴上的极点，这种系统不存在振铃现象。

(2) 带纯滞后的二阶惯性环节。

被控对象为带纯滞后的二阶惯性环节时，其脉冲传递函数 $G(z)$ 为式(4.97)，闭环系统的期望传递函数仍为式(4.93)，把两式代入式(4.101)后有

$$\Phi_u(z)=\frac{\Phi(z)}{G(z)}=\frac{(1-e^{-T/T_\tau})(1-e^{-T/T_1}z^{-1})(1-e^{-T/T_2}z^{-1})}{KC_1(1-e^{-T/T_\tau}z^{-1})(1+\frac{C_2}{C_1}z^{-1})} \tag{4.104}$$

式(4.104)有两个极点，第一个极点在 $z=e^{-T/T_\tau}$，不会引起振铃现象；第二个极点在 $z=-\frac{C_2}{C_1}$。由式(4.98)，在 $T\to 0$ 时有

$$\lim_{T\to 0}\left(-\frac{C_2}{C_1}\right)=-1$$

说明可能出现负实轴上与 $z=-1$ 相近的极点，这一极点将引起振铃现象。

2) 振铃幅度 RA

振铃幅度 RA 用来衡量振铃强烈的程度。为了描述振铃强烈的程度，应找出数字控制器输出量的最大值 $u_{\max}$。由于这一最大值与系统的关系难于用解析式描述出来，所以常用单位阶跃作用下数字控制器第 0 次输出量与第一次输出量的差值来衡量振铃现象强烈的程度。

由式(4.104)，$\Phi_u(z)=\Phi(z)/G(z)$ 是 z 的有理分式，写成一般形式为

$$\Phi_u(z)=\frac{1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}+\cdots}{1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}+\cdots} \tag{4.105}$$

在单位阶跃输入函数的作用下，数字控制器输出量的 Z 变换是

$$\begin{aligned}U(z)=R(z)\Phi_u(z)&=\frac{1}{1-z^{-1}}\cdot\frac{1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}+\cdots}{1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}+\cdots}\\&=\frac{1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}+\cdots}{1+(a_1-1)z^{-1}+(a_2-a_1)z^{-2}+\cdots}\\&=1+(b_1-a_1+1)z^{-1}+\cdots\end{aligned}$$

所以

$$RA=1-(b_1-a_1+1)=a_1-b_1 \tag{4.106}$$

对于带纯滞后的二阶惯性环节组成的系统，其振铃幅度由式(4.104)可得

$$RA=\frac{C_2}{C_1}-e^{-T/T_\tau}+e^{-T/T_1}+e^{-T/T_2} \tag{4.107}$$

根据式(4.98)及式(4.107)，当 $T\to 0$ 时，可得

$$\lim_{T \to 0} RA = 2$$

3) 振铃现象的消除

有两种方法可用来消除振铃现象。第一种办法是先找出$D(z)$中引起振铃现象的因子($z=-1$附近的极点)，然后令其中的$z=1$，根据终值定理，这样处理不影响输出量的稳态值。下面具体说明这种处理方法。

前面已介绍在带纯滞后的二阶惯性环节系统中，数字控制器的$D(z)$为

$$D(z)=\frac{(1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau})(1-\mathrm{e}^{-T/T_1}z^{-1})(1-\mathrm{e}^{-T/T_2}z^{-1})}{K(C_1+C_2z^{-1})\left[1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau}z^{-1}-(1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau})z^{-N-1}\right]}$$

其极点$z=-\frac{C_2}{C_1}$将引起振铃现象。令极点因子$C_1+C_2z^{-1}$中的$z=1$，就可以消除这个振铃极点。由式(4.98)得

$$C_1+C_2=(1-\mathrm{e}^{-T/T_1})(1-\mathrm{e}^{-T/T_2})$$

消除振铃极点$z=-\frac{C_2}{C_1}$后，有

$$D(z)=\frac{(1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau})(1-\mathrm{e}^{-T/T_1}z^{-1})(1-\mathrm{e}^{-T/T_2}z^{-1})}{K(1-\mathrm{e}^{-T/T_1})(1-\mathrm{e}^{-T/T_2})\left[1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau}z^{-1}-(1-\mathrm{e}^{-T/T_\tau})z^{-N-1}\right]}$$

这种消除振铃现象的方法虽然不影响输出稳态值，但却改变了数字控制器的动态特性，将影响闭环系统的瞬态性能。

第二种方法是从闭环系统的特性出发，选择合适的采样周期T及系统闭环时间常数T_τ，使得数字控制器的输出避免产生强烈的振铃现象。从式(4.107)中可以看出，在带纯滞后的二阶惯性环节组成的系统中，振铃幅度与被控对象的参数T_1、T_2有关，与闭环系统期望的时间常数T_τ以及采样周期T有关。通过适当选择T和T_τ，可以把振铃幅度抑制在最低限度以内。有的情况下，系统闭环时间常数T_τ作为控制系统的性能指标被首先确定了，但仍可通过式(4.107)选择采样周期T来抑制振铃现象。

3. 达林算法的设计步骤

在系统不允许产生超调的前提下要求系统稳定，是在纯滞后系统中设计数字控制器应考虑的问题。系统设计中一个值得注意的问题是振铃现象。下面是考虑振铃影响时设计数字控制器的一般步骤。

(1) 根据系统的性能，确定闭环系统的参数T_τ，给出振铃幅度RA的指标。

(2) 由式(4.107)所确定的振铃幅度RA与采样周期T的关系，解出给定振铃幅度下对应的采样周期，如果采样周期有多解，则选择较大的采样周期。

(3) 确定纯滞后时间τ与采样周期T之比(τ/T)的最大整数N。

(4) 求广义对象的脉冲传递函数$G(z)$及闭环系统的脉冲传递函数$\Phi(z)$。

(5) 求数字控制器的脉冲传递函数$D(z)$。

4.4 控制算法 MATLAB 仿真举例

自从计算机进入控制领域以来，用计算机代替模拟调节器组成计算机控制系统，不仅可以用软件实现 PID 控制算法，而且可以利用计算机的逻辑功能，使 PID 控制更加灵活。而 MATLAB 是当今最优秀的科技应用软件之一，具有其他高级语言难以比拟的一些优点，如编写简单、编程效率高、易学易懂等，因此 MATLAB 在控制、通信、信号处理及科学计算等领域中，都被广泛地应用，已经被认可为能够有效提高工作效率、改善设计手段的工具软件。本节将以例题为主，简单地介绍 MATLAB 在 PID 控制算法中的运用。

4.4.1 连续系统 PID 控制仿真举例

PID 控制系统原理框图如图 4.30 所示。

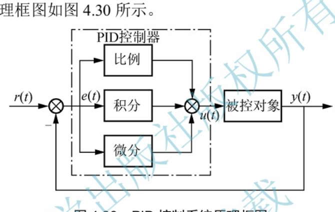


图 4.30 PID 控制系统原理框图

在图 4.30 中，系统的偏差信号为$e(t)=r(t)-y(t)$。在 PID 调节作用下，控制器对误差信号 $e(t)$ 分别进行比例、积分、微分运算，其结果的加权和构成系统的控制信号 $u(t)$，送给被控对象加以控制。

PID 控制器的数学描述为

$$u(t)=K_{\mathrm{p}}\left[e(t)+\frac{1}{T_{\mathrm{I}}}\int_{0}^{t}e(t)\mathrm{d}t+T_{\mathrm{D}}\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t}\right]$$

式中 K_{p} 为比例系数；

T_{I} 为积分时间常数；

T_{D} 为微分时间常数。

现在，通过一个简单实例来研究比例、积分与微分各个环节的作用。

例 4.3 考虑模型 $G(s)=1/(s+1)^3$。研究比例、积分与微分的各个环节的作用。

解 (1) 只采用比例控制。即在 PID 控制策略中令 $T_{\mathrm{I}}\to\infty$，$T_D\to 0$。程序如下：

```
%比例控制
G = tf(1, [1, 3, 3, 1]); P = [0.1:0.1:1];
for i = 1:length(P)
G_c = feedback(P(i)*G, 1);
Step(G_c), hold on
end
```

运行程序，得到闭环系统的阶跃响应曲线，如图 4.31 所示。

由图 4.31 可以看出，比例环节的主要作用是，K_p 值增大时，系统响应的速度加快，闭环系统响应的幅值增加。当达到某个 K_p 值，系统将趋于不稳定。



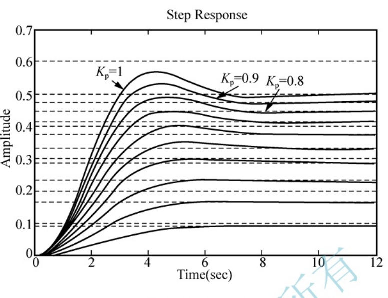


图 4.31　闭环系统的阶跃响应曲线

(2) 将 K_p 值固定到 K_p =1，应用 PI 控制策略。用 MATLAB 语言给出程序如下：

```
%比例、积分控制
Kp = 1; Ti = [0.7:0.1:1.5];
for i = 1:length(Ti)
Gc = tf(Kp*[1, 1/Ti(i)], [1, 0]);
G_c = feedback(G*Gc, 1);
step(G_c), hold on
end
axis([0, 20, 0, 2])
```

运行程序，系统的阶跃响应曲线如图 4.32 所示。

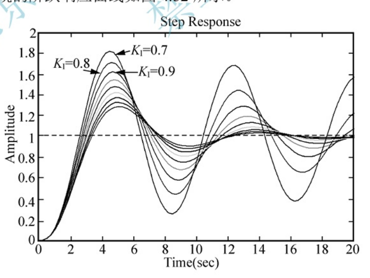


图 4.32　K_p=1 时系统的阶跃响应曲线

由图 4.32 可知，当增加积分时间常数 T_I 时，系统超调量减少，而系统的响应速度将变慢。因此，积分环节的主要作用是消除系统的稳态误差，其作用的强弱取决于积分时间常数 T_I 的大小。

(3) 如果将 K_p 和 T_I 均固定在 $K_p = T_I = 1$，则可以使用 PID 控制策略来采用不同的 T_D 值。用 MATLAB 语言给出程序如下：

```
% 比例、积分、微分控制
p= 1; Ti = 1; Td = [0.1:0.2:2];
for i = 1:length(Td)
Gc = tf(Kp*[Ti*Td(i), Ti, 1]/Ti, [1, 0]);
G_c = feedback(G*Gc, 1); step(G_c), hold on
end
axis([0, 20, 0, 2.6])
```

程序运行结果如图 4.33 所示。

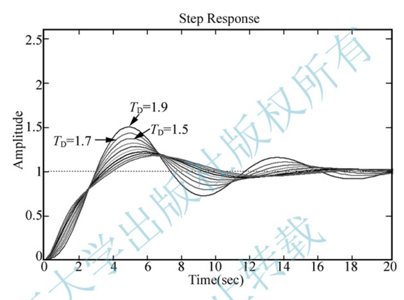


图 4.33 $K_p=T_I=1$ 时不同的 T_D 值响应

由图 4.33 可知，当 T_D 增大时，系统的响应速度加快，同时响应的幅度也增加。因此，微分环节的主要作用是提高系统的响应速度，由于该环节产生的控制量与信号变化速率有关，因此对信号无变化或变化缓慢的系统不起作用。

4.4.2 离散系统的数字 PID 控制仿真举例

例 4.4 被控对象为

$$G(s) = \frac{523500}{s^3 + 87.35s^2 + 10470s}$$

采样周期为 1ms，针对离散系统的阶跃信号、正弦信号和方波信号的位置响应，设计离散 PID 控制器。其中，s 为信号选择变量，s =1 时为阶跃跟踪，s =2 时为方波跟踪，s =3 时为正弦跟踪。

解 仿真程序如下：

```
% PID 控制
clear all;
close all;
ts=0.001;
```

```
    sys=tf(5.235e005, [1, 87.35, 1.047e004, 0]);
    dsys=c2d(sys, ts, 'z');
    [num, den]=tfdata(dsys, 'v');
    u 1=0.0; u 2=0.0; u 3=0.0;
    y 1=0.0; y 2=0.0; y 3=0.0;
    x=[0, 0, 0] ';
    error 1=0;
    for k=1:1:500
    time(k)=k*ts;
    s=2;                    %s=1 时为阶跃跟踪, s=2 时为方波跟踪, s=3 时为正弦跟踪
    if S==1
     kp=0.50; ki=0.001; kd=0.001;
     rin(k)=1;                                  %阶跃信号
    elseif S==2
       kp=0.50; ki=0.001; kd=0.001;
       rin(k)=sign(sin(2*2*pi*k*ts));           %方波信号
    elseif S==3
       kp=1.5; ki=1.0; kd=0.01;                 %正弦信号
       rin(k)=0.5*sin(2*2*pi*k*ts);
    end
    u(k)=kp*x(1)+kd*x(2)+ki*x(3);               %PID 控制
    %Restricting the output of controller
    if u(k)>=10
      u(k)=10;
    end
    if u(k)<=-10
      u(k)=-10;
    end
    %Linear model
    yout(k)=-den(2)*y_1-den(3)*y_2-
den(4)*y_3+num(2)*u_1+num(3)*u_2+num(4)*u_3;
    error(k)=rin(k)-yout(k);
    %Return of parameters
    u 3=u 2; u 2=u 1; u 1=u(k);
    y 3=y 2; y 2=y 1; y 1=yout(k);
    x(1)=error(k);                              %Calculating P
    x(2)=(error(k)-error 1)/ts;                 %Calculating D
    x(3)=x(3)+error(k)*ts;                      %Calculating I
    error 1=error(k);
    end
    figure(1);
    plot(time, rin, 'b', time, yout, 'r');
    xlabel('time(s)'), ylabel('rin, yout');
```

仿真图形如图 4.34、图 4.35、图 4.36 所示。

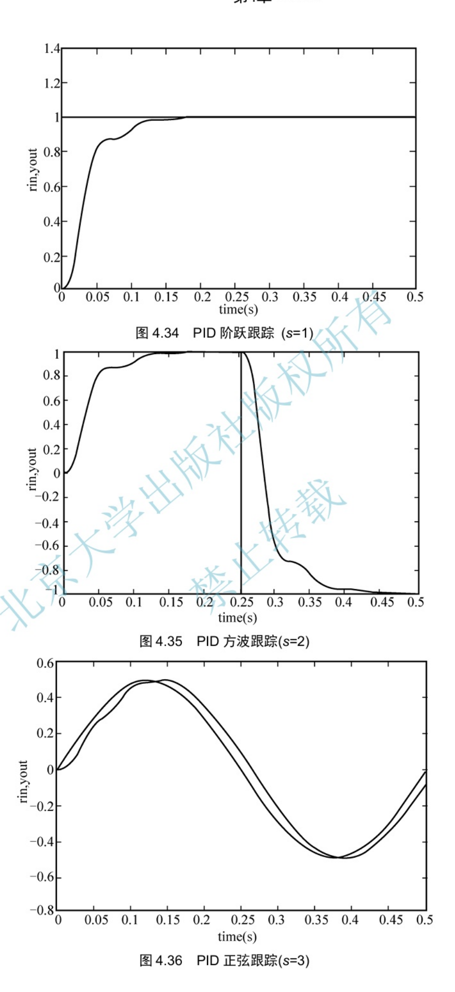


图 4.34 PID 阶跃跟踪（s=1）

图 4.35 PID 方波跟踪(s=2)

图 4.36 PID 正弦跟踪(s=3)

4.4.3 纯滞后的施密斯预估控制仿真举例

例 4.5 被控对象为 $G_p = \frac{e^{-80s}}{60s+1}$，采样周期为 20s。按施密斯算法设计控制器。在阶跃输入下，采用 PI 和施密斯联合控制，其中，K_p=0.50，K_I=0.010，s=1 时为阶跃响应，s=2 时为方波响应，M=1 时为 PI 和施密斯联合控制。

```
%Big Delay PID Control with Smith Algorithm
clear all; close all;
Ts=20;
%Delay plant
kp=1;
Tp=60;
tol=80;
sys=tf([kp], [Tp, 1], 'inputdelay', tol);
dsys=c2d(sys, Ts, 'zoh');
[num, den]=tfdata(dsys, 'v');
M=1;
%Prediction model
if M==1                         %No Precise Model: PI+Smith
   kp1=kp*1.10;
   Tp1=Tp*1.10;
   tol1=tol*1.0;
elseif M==2|M==3                %Precise Model: PI+Smith
   kp1=kp;
   Tp1=Tp;
   tol1=tol;
end
sys1=tf([kp1], [Tp1, 1], 'inputdelay', tol1);
dsys1=c2d(sys1, Ts, 'zoh');
[num1, den1]=tfdata(dsys1, 'v');
u_1=0.0; u_2=0.0; u_3=0.0; u_4=0.0; u_5=0.0;
e1_1=0;
e2=0.0;
e2_1=0.0;
ei=0;
xm_1=0.0;
ym_1=0.0;
y_1=0.0;
for k=1:1:600
    time(k)=k*Ts;
S=2;
if S==1
   rin(k)=1.0;                              %Tracing Step Signal
end
if S==2
   rin(k)=sign(sin(0.0002*2*pi*k*Ts));      %Tracing Square Wave Signal
end
%Prediction model
xm(k)=-den1(2)*xm_1+num1(2)*u_1;
```

```
ym(k)=-den1(2)*ym_1+num1(2)*u_5;            %With Delay
yout(k)=-den(2)*y_1+num(2)*u_5;
if M==1                                      %No Precise Model: PI+Smith
   e1(k)=rin(k)-yout(k);
   e2(k)=e1(k)-xm(k)+ym(k);
   ei=ei+Ts*e2(k);
   u(k)=0.50*e2(k)+0.010*ei;
   e1_1=e1(k);
elseif M==2   %Precise Model: PI+Smith
   e2(k)=rin(k)-xm(k);
   ei=ei+Ts*e2(k);
   u(k)=0.50*e2(k)+0.010*ei;
   e2_1=e2(k);
elseif M==3  %Only PI
   e1(k)=rin(k)-yout(k);
   ei=ei+Ts*e1(k);
   u(k)=0.50*e1(k)+0.010*ei;
   e1_1=e1(k);
end
%----------Return of smith parameters------------
xm_1=xm(k);
ym_1=ym(k);

u_5=u_4; u_4=u_3; u_3=u_2; u_2=u_1; u_1=u(k);
y_1=yout(k);
end
plot(time, rin, 'b', time, yout, 'r');
xlabel('time(s) '); ylabel('rin, yout');
```


仿真图形如图 4.37 所示。

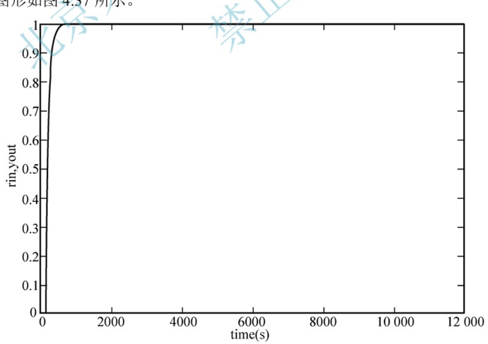


图 4.37　阶跃响应结果

4.5 小　　结

本章主要介绍计算机控制系统的数字控制器的间接设计法和直接设计法。模拟调节器在工业生产过程中得到了广泛的应用，其设计方法也被广大技术人员所掌握，间接设计法就是在这种情况下产生的。它是用设计模拟调节器的方法来设计控制器，然后再将设计完的控制器进行离散化，离散化之后的形式就是数字控制器。直接设计法则是基于被控对象本身来设计控制器的一种设计方法。

间接设计法主要介绍了数字 PID 控制器和施密斯预估器的设计方法。其中数字 PID 控制器是一种使用灵活的调节方式，在计算机控制系统中是由软件设计完成的。因此，对于模拟 PID 控制器中出现的一些问题，可以通过修改算法的方式来进行改进。于是衍生出了一些改进的数字 PID 控制算法，如带死区的 PID 控制算法，微分先行 PID 控制器算法等。在使用数字 PID 控制算法设计的控制系统中，选择合适的 PID 控制参数是保证系统达到设计指标的关键，因此 PID 控制器参数的整定是非常重要的。常用的参数整定方法有扩充临界比例度法、扩充响应曲线法等。对于带有滞后的被控对象，采用数字 PID 控制器的调节效果并不能很好地满足要求。这种系统中控制器的设计，可以使用施密斯预估器的设计方法来完成。

直接设计法介绍了最少拍有纹波、最少拍无纹波及达林算法 3 种数字控制器设计的方法。其中最少拍设计方法适合于随动系统的设计，这类系统中对调节时间的要求更高。而达林算法主要是针对被控对象存在滞后时间，且要求没有超调量或者有很小超调量的控制系统。最后，用 MATLAB 对 PID 控制器和施密斯预估器中改变参数时对控制器调节效果的影响进行了仿真。



数字控制器的直接设计法的特点：根据广义被控系统的脉冲传递函数 $G(z)$ 直接在离散域采用传统的根轨迹法或频率响应法进行综合，获得数字控制器的脉冲传递函数 $D(z)$，再采用计算机编程加以实现。

在连续控制系统的设计中主要是频域响应法来设计控制器，这种方法可推广至离散控制系统的设计。由于离散系统的频率特性 $G(e^{j\omega t})$ 不是 ω 的有理分式函数，所以不能直接采用典型环节的 Bode 图作分析，为此通常应用 W 变换将 Z 平面换至 W 域讨论。W 平面不仅与 S 平面在几何上相似而且所研究的区域也是相似的，可以使用连续系统的各种频率响应法。在 W 平面上直接设计控制器的基本步骤如下：①首先求取广义被控对象的脉冲传递函数 $G(z)$，然后通过 W 变换将 $G(z)$ 变换为脉冲传递函数 $G(\omega)$，通常选取采样周期 T 为闭环带宽的 10～20 倍；②在 W 平面上设计控制器 $D(\omega)$；③经 W 反变换，求得数字控制器的脉冲传递函数为 $D(z)$；④校验校正后系统的性能，若满足要求，则编程实现 $D(z)$。

除此之外，连续控制系统的根轨迹法亦可以推广至离散控制系统。在 Z 平面上应用根轨迹法设计数字控制器的原理和基本方法与连续系统相类似。其设计的基本思路为，根据

性能指标要求确定闭环主导极点的位置，确定数字控制器的零极点的分布和调整系统放大器的增益使系统的根轨迹通过主导极点并获得满意的性能。在设计时往往会用到零极点相消的思想，即用控制器的零极点去对消原系统中不希望存在的零极点，从而使系统具有较理想的零极点分布并获得良好的系统性能。

这里只对数字控制器的其他设计方法做简单介绍，有兴趣的同学可以去查阅相关资料。

4.6 习　　题

1. PID 调节器中，参数 K_p、T_I、T_D 各有什么作用？它们对调节品质有什么影响？
2. PID 位置型控制算式为____________，PID 增量型控制算式为____________。
3. 两种 PID 控制器的调节方法各有什么优缺点？
4. 将模拟控制器离散化为数字控制器的方法有(　　)。

   A. 双线性变换　　B. 前向差分法　　C. 后向差分法　　D. 零极点匹配法
5. 有关采样周期的选择对计算机控制系统的影响，下面描述正确的是(　　)。

   A. 采样周期短，可以减少系统纯滞后的影响，提高控制精度

   B. 采样周期应该长一些，不然给定值的迅速变化会造成系统的不稳定

   C. 尽量选择采样周期与纯滞后时间相同

   D. 采样周期应该大于执行机构的调节时间
6. PID 控制参数整定有哪些方法？具体的整定步骤是什么？
7. PID 控制中对积分环节有哪些改进方式？它们各有什么优点？
8. 什么是积分饱和？如何消除积分饱和？
9. 介绍施密斯预估器的设计思想，并画出其补偿控制系统的框图。
10. 什么是最少拍设计？它有什么具体的要求？
11. 如图 4.1 所示，已知 T=1s，

$$G(s)=\frac{10}{(s+1)^2}$$

试求解以下问题。

(1) 若系统输入为单位阶跃输入信号时，设计最少拍有纹波数字控制器。

(2) 若系统输入为单位阶跃输入信号时，设计最少拍无纹波数字控制器。

12. 什么是达林算法？它适用于哪些范围？什么是振铃现象？它产生的原因是什么？如何消除？

13. 已知系统中被控对象的传递函数为

$$G_0(s)=\frac{e^{-s}}{(1+s)}$$

采样周期 T ＝0.5s，试用达林算法设计数字控制器。

14. 某直线电机的数学模型为标准二阶系统，试以微控制器为核心，设计直线电机的数字 PID 控制方案，并采用软件技术实现 PID 控制参数的智能化自动整定，利用整定后

的控制参数控制直线电机的运行过程。



第 5 章　现代控制技术

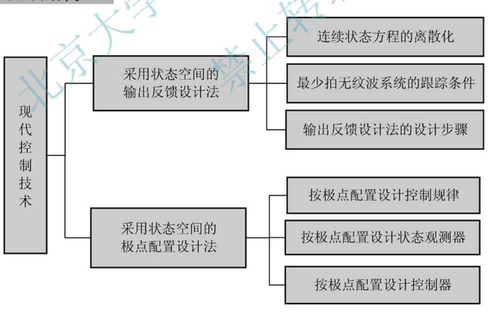
教学提示

在经典控制理论中，通常采用微分方程或传递函数作为描述系统动态特性的数学模型，但是这两种描述方法只能反映出系统的输出变量与输入变量之间的关系，而不能表现出系统内部的变化情况。现代控制理论可以用于分析多输入多输出系统，它采用状态空间表达式作为描述系统的数学模型，使用时域分析法研究系统的动态特性。由于状态空间表达式中包含了体现系统内部变化的状态变量，使得状态空间表达式除了可以描述系统输入变量和输出变量的关系之外，还可以描述系统内部变量的变化规律。借助于计算机对状态空间表达式进行求解，使得整个求解过程变得更加容易。因此，随着计算机技术的不断进步，将会使现代控制理论在计算机控制系统中的应用变得更加广泛。

教学要求

通过本章的学习,要求掌握状态空间输出反馈法的设计步骤及按极点配置设计状态观测器的设计方法。

本章知识结构



【引言】

在经典控制理论中，主要以传递函数为数学模型来设计和分析单输入单输出系统，但这种模型只能反映出系统的输出变量与输入变量之间的关系，不能反映系统内部变量的变化情况及其与输入变量和输出变量之间的关系。而在现代控制理论中，以状态空间为模型的设计法与经典控制设计法的最大不同是采用状态空间设计法可以完整地描述控制系统的所有状态信息，从而使系统获得更好的性能，并且状态空间设计常与最优控制相联系。

利用状态空间模型进行系统设计的方法很多，其中常用的是极点配置状态反馈方法。采用全状态反馈可以充分利用系统的信息来提高和改善系统的性能，但在实际工程设计时很难能够获得全部的状态信息，因此根据系统可测量的输出通过重构观测器估计系统的全部状态。观测器与状态反馈一起组成控制系统的控制器。

本章主要用状态空间模型来设计和分析数字控制器，以便计算机求解。

5.1 采用状态空间的输出反馈设计法

设线性定常系统被控对象的连续状态方程和输出方程为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t), \quad \boldsymbol{x}(t)\big|_{t=t_0}=\boldsymbol{x}(t_0)\\ \boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t)\end{cases} \tag{5.1}$$

式中　$\boldsymbol{x}(t)$ 为 n 维状态向量；

$\boldsymbol{u}(t)$ 为 r 维控制向量；

$\boldsymbol{y}(t)$ 为 m 维输出向量；

$\boldsymbol{A}$ 为 $n\times n$ 维状态矩阵；

$\boldsymbol{B}$ 为 $n\times r$ 维控制矩阵；

$\boldsymbol{C}$ 为 $m\times n$ 维输出矩阵。

采用状态空间的输出反馈设计法的目的是利用状态空间表达式，设计出数字控制器 $D(z)$，使得多变量计算机控制系统满足所需要的性能指标，即在控制器 $D(z)$ 的作用下，系统输出 $\boldsymbol{y}(z)$ 经过 N 次采样(N 拍)后，跟踪参考输入函数 $\boldsymbol{r}(z)$ 的瞬间响应时间为最少(仍然是最少拍)。设系统的闭环结构形式如图 5.1 所示。

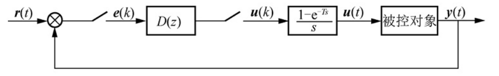


图 5.1　具有输出反馈的多变量计算机控制系统

假设参考输入函数 $\boldsymbol{r}(t)$ 是 m 维阶跃函数向量，即

$$\boldsymbol{r}(t)=\boldsymbol{r}_0\cdot 1(t)=\left(r_{01},r_{02},\cdots,r_{0m}\right)^{\mathrm{T}}\cdot 1(t) \tag{5.2}$$

先找出在 $D(z)$ 的作用下，输出是最少 N 拍跟踪输入的条件。设计时，应首先把被控对象离散化，用离散状态空间方程表示被控对象。

5.1.1 连续状态方程的离散化

根据现代控制理论可知，在 $\boldsymbol{u}(t)$ 的作用下，式(5.1)的解为

$$\boldsymbol{x}(t)=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}(t-t_0)}\boldsymbol{x}(t_0)+\int_{t_0}^{t}\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}(t-\tau)}\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{5.3}$$

式中　$\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}(t-t_0)}$ 为被控对象的状态转移矩阵；

$\boldsymbol{x}(t_0)$ 为初始状态向量。

如果被控对象的前面有一个零阶保持器，即

$$\boldsymbol{u}(t)=\boldsymbol{u}(k)\text{，}\quad kT\leqslant t<(k+1)T \tag{5.4}$$

式中　T 为采样周期。

现在将连续被控对象模型连同零阶保持器一起进行离散化。

在式(5.3)中，若令 $t_0=kT$，$t=(k+1)T$，同时考虑到零阶保持器的作用，则式(5.3)变为

$$\boldsymbol{x}(k+1)=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}T}\boldsymbol{x}(k)+\int_{kT}^{(k+1)T}\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}(kT+T-\tau)}\mathrm{d}\tau\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(k) \tag{5.5}$$

若令 $t=(k+1)T-\tau$，则式(5.5)可进一步化为离散状态方程

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}(k+1)=\boldsymbol{F}\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k)\\ \boldsymbol{y}(k)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(k)\end{cases} \tag{5.6}$$

$$\boldsymbol{F}=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}T}\text{，}\quad \boldsymbol{G}=\int_0^T\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}\mathrm{d}t\boldsymbol{B} \tag{5.7}$$

式(5.6)便是式(5.1)的等效离散状态方程。可见离散化的关键是式(5.7)中矩阵指数及其积分的计算。

5.1.2 最少拍无纹波系统的跟踪条件

由式(5.1)中的系统输出方程可知，$\boldsymbol{y}(t)$ 以最少的 N 拍跟踪参考输入 $\boldsymbol{r}(t)$，当第 N 拍时必有

$$\boldsymbol{y}(N)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(N)=\boldsymbol{r}_0 \tag{5.8}$$

仅按条件式(5.8)设计的系统，将是有纹波系统，为设计无纹波系统，还必须满足条件

$$\dot{\boldsymbol{x}}(N)=0 \tag{5.9}$$

这是因为，在 $NT\leqslant t\leqslant(N+1)T$ 的间隔内，控制信号 $\boldsymbol{u}(t)=\boldsymbol{u}(N)$ 为常向量，由式(5.1)知，当 $\dot{\boldsymbol{x}}(N)=0$ 时，则在 $NT\leqslant t\leqslant(N+1)T$ 的间隔内 $\boldsymbol{x}(t)=\boldsymbol{x}(N)$,而且不改变。就是说，若使 $t\geqslant NT$ 时的控制信号满足

$$\boldsymbol{u}(t)=\boldsymbol{u}(N)\text{，}\quad t\geqslant NT \tag{5.10}$$

此时，$\boldsymbol{x}(t)=\boldsymbol{x}(N)$ 且不改变，则使条件式(5.8)对 $t\geqslant NT$ 时始终满足

$$\boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(N)=\boldsymbol{r}_0\text{，}\quad t\geqslant NT \tag{5.11}$$

下面讨论系统的输出跟踪参考输入所用最少拍 N 的确定方法。式(5.8)确定的跟踪条件为 m 个，式(5.9)确定的附加跟踪条件为 n 个，为满足式(5.8)和式(5.9)组成的($m+n$)个跟踪条件，($N+1$)个 r 维的控制向量($\boldsymbol{u}(0)$，$\boldsymbol{u}(1)$，…　$\boldsymbol{u}(N-1)$　$\boldsymbol{u}(N)$)必须至少提供($m+n$)个控制参数，即

$$(N+1)r\geqslant m+n \tag{5.12}$$

最少拍数 N 应取满足式(5.12)的最小整数。



5.1.3 输出反馈设计法的设计步骤

1. 将连续状态方程离散化

对于由式(5.1)给出的被控对象的连续状态方程，用采样周期T对其进行离散化。通过计算式(5.7)，可求得离散状态方程为式(5.6)。

2. 求满足跟踪条件式(5.8)和附加条件式(5.9)的控制序列$\{\boldsymbol{u}(k)\}$的z变换$\boldsymbol{U}(z)$

被控对象的离散状态方程式(5.6)的解为

$$\boldsymbol{x}(k)=\boldsymbol{F}^k\boldsymbol{x}(0)+\sum_{j=0}^{k-1}\boldsymbol{F}^{k-j-1}\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(j) \tag{5.13}$$

被控对象在N步控制信号$\left(\boldsymbol{u}(0),\quad \boldsymbol{u}(1),\quad \cdots,\quad \boldsymbol{u}(N-1)\right)$作用下状态为

$$\boldsymbol{x}(N)=\boldsymbol{F}^N\boldsymbol{x}(0)+\sum_{j=0}^{N-1}\boldsymbol{F}^{N-j-1}\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(j)$$

假定系统的初始条件$\boldsymbol{x}(0)=0$，则有

$$\boldsymbol{x}(N)=\sum_{j=0}^{N-1}\boldsymbol{F}^{N-j-1}\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(j) \tag{5.14}$$

根据条件式(5.8)，有

$$\boldsymbol{r}_0=\boldsymbol{y}(N)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(N)=\sum_{j=0}^{N-1}\boldsymbol{C}\boldsymbol{F}^{N-j-1}\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(j)$$

用分块矩阵形式来表示，得

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}_0&=\sum_{j=0}^{N-1}\boldsymbol{C}\boldsymbol{F}^{N-j-1}\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(j)\\&=(\boldsymbol{C}\boldsymbol{F}^{N-1}\boldsymbol{G},\ \boldsymbol{C}\boldsymbol{F}^{N-2}\boldsymbol{G}\ \cdots\ \boldsymbol{C}\boldsymbol{F}\boldsymbol{G}\ \ \boldsymbol{C}\boldsymbol{G})\begin{pmatrix}\boldsymbol{u}(0)\\\boldsymbol{u}(1)\\\vdots\\\boldsymbol{u}(N-2)\\\boldsymbol{u}(N-1)\end{pmatrix}\end{aligned} \tag{5.15}$$

再由条件式(5.9)和式(5.1)，有

$$\dot{\boldsymbol{x}}(N)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(N)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(N)=0$$

将式(5.14)代入上式，得

$$\sum_{j=0}^{N-1}\boldsymbol{A}\boldsymbol{F}^{N-j-1}\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(j)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(N)=0$$

或

$$\left(\boldsymbol{A}\boldsymbol{F}^{N-1}\boldsymbol{G},\ \boldsymbol{A}\boldsymbol{F}^{N-2}\boldsymbol{G}\ \cdots\ \boldsymbol{A}\boldsymbol{G}\ \ \boldsymbol{B}\right)\begin{pmatrix}\boldsymbol{u}(0)\\\boldsymbol{u}(1)\\\vdots\\\boldsymbol{u}(n-2)\\\boldsymbol{u}(n-1)\end{pmatrix}=0 \tag{5.16}$$

由式(5.15)和式(5.16)可以组成确定($N+1$)个控制序列($\boldsymbol{u}(0), \boldsymbol{u}(1), \cdots, \boldsymbol{u}(N)$)的统一方程组为

$$\begin{pmatrix} \boldsymbol{CF}^{N-1}\boldsymbol{G} & \boldsymbol{CF}^{N-2}\boldsymbol{G} & \cdots & \boldsymbol{CG} & 0 \\ \boldsymbol{AF}^{N-1}\boldsymbol{G} & \boldsymbol{AF}^{N-2}\boldsymbol{G} & \cdots & \boldsymbol{AG} & \boldsymbol{B} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \boldsymbol{u}(0) \\ \boldsymbol{u}(1) \\ \vdots \\ \boldsymbol{u}(N-1) \\ \boldsymbol{u}(N) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{r}_0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{5.17}$$

若方程(5.17)有解，并设解为

$$\boldsymbol{u}(j) = \boldsymbol{P}(j) \cdot \boldsymbol{r}_0 \qquad (j = 0, 1, \cdots, N) \tag{5.18}$$

当 $k = N$ 时，控制信号 $\boldsymbol{u}(k)$ 应满足

$$\boldsymbol{u}(k) = \boldsymbol{u}(N) = \boldsymbol{P}(N)\boldsymbol{r}_0 \quad (k \geqslant N)$$

这样由跟踪条件求得了控制序列 $\{\boldsymbol{u}(k)\}$，其 Z 变换为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{U}(z) &= \sum_{k=0}^{\infty} \boldsymbol{u}(k) z^{-k} = \left[\sum_{k=0}^{N-1} \boldsymbol{P}(k) z^{-k} + \boldsymbol{P}(N) \sum_{k=N}^{\infty} z^{-k} \right] \boldsymbol{r}_0 \\ &= \left[\sum_{k=0}^{N-1} \boldsymbol{P}(k) z^{-k} + \frac{\boldsymbol{P}(N) z^{-N}}{1 - z^{-1}} \right] \boldsymbol{r}_0 \end{aligned} \tag{5.19}$$

3. **求取误差序列 $\{\boldsymbol{e}(k)\}$ 的 Z 变换 $\boldsymbol{E}(z)$**

误差向量为

$$\boldsymbol{e}(k) = \boldsymbol{r}(k) - \boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{r}_0 - \boldsymbol{Cx}(k) \tag{5.20}$$

假定 $\boldsymbol{x}(0) = 0$，将式(5.13)代入式(5.20)，得

$$\boldsymbol{e}(k) = \boldsymbol{r}_0 - \sum_{j=0}^{k-1} \boldsymbol{CF}^{k-j-1} \boldsymbol{Gu}(j) \tag{5.21}$$

再将式(5.18)代入式(5.21)，则

$$\boldsymbol{e}(k) = \left[\boldsymbol{I} - \sum_{j=0}^{k-1} \boldsymbol{CF}^{k-j-1} \boldsymbol{GP}(j) \right] \boldsymbol{r}_0 \tag{5.22}$$

误差序列 $\{\boldsymbol{e}(k)\}$ 的 Z 变换为

$$\boldsymbol{E}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \boldsymbol{e}(k) z^{-k} = \sum_{k=0}^{N-1} \boldsymbol{e}(k) z^{-k} + \sum_{k=N}^{\infty} \boldsymbol{e}(k) z^{-k}$$

上式中的 $\sum_{k=N}^{\infty} \boldsymbol{e}(k) z^{-k} = 0$，这是由跟踪条件式(5.8)和附加条件式(5.9)决定的，因为当 $k \geqslant N$ 时误差信号消失，所以

$$\boldsymbol{E}(z) = \sum_{k=0}^{N-1} \boldsymbol{e}(k) z^{-k} = \sum_{k=0}^{N-1} \left[\boldsymbol{I} - \sum_{j=0}^{k-1} \boldsymbol{CF}^{(k-j-1)} \boldsymbol{GP}(j) \right] \boldsymbol{r}_0 z^{-k} \tag{5.23}$$

4. **求控制器的脉冲传递函数**

根据式(5.19)和式(5.23)可求得 $D(z)$ 为

$$D(z)=\frac{\boldsymbol{U}(z)}{\boldsymbol{E}(z)}$$

例 5.1 设单输入单输出二阶系统，其状态空间表达式为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t)\\ \boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t)\end{cases}$$

式中 $\boldsymbol{A}=\begin{pmatrix}-1 & 0\\ 1 & 0\end{pmatrix}$，$\boldsymbol{B}=\begin{pmatrix}1\\ 0\end{pmatrix}$，$\boldsymbol{C}=\begin{pmatrix}0 & 1\end{pmatrix}$；

采样周期$T=1\text{s}$。

试设计最少拍无纹波控制器的$D(z)$。

解 因为

$$\boldsymbol{F}=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}T}=\begin{pmatrix}\mathrm{e}^{-1} & 0\\ 1-\mathrm{e}^{-1} & 1\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0.368 & 0\\ 0.632 & 1\end{pmatrix}$$

$$\boldsymbol{G}=\int_0^T \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}\mathrm{d}t\boldsymbol{B}=\begin{pmatrix}1-\mathrm{e}^{-1}\\ \mathrm{e}^{-1}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0.632\\ 0.368\end{pmatrix}$$

所以离散状态方程为

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}(k+1)=\boldsymbol{F}\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k)\\ \boldsymbol{y}(k)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(k)\end{cases}$$

要设计无纹波系统，跟踪条件应满足

$$(N+1)r\geqslant m+n$$

而$n=2$，$r=1$，$m=1$，因此取$N=2$即可满足该条件。

由式(5.17)可得$\begin{pmatrix}\boldsymbol{CFG} & \boldsymbol{CG} & 0\\ \boldsymbol{AFG} & \boldsymbol{AG} & \boldsymbol{B}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\boldsymbol{u}(0)\\ \boldsymbol{u}(1)\\ \boldsymbol{u}(2)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\boldsymbol{r}_0\\ 0\\ 0\end{pmatrix}$

进一步得$\begin{pmatrix}\boldsymbol{u}(0)\\ \boldsymbol{u}(1)\\ \boldsymbol{u}(2)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\boldsymbol{P}(0)\\ \boldsymbol{P}(1)\\ \boldsymbol{P}(2)\end{pmatrix}\boldsymbol{r}_0=\begin{pmatrix}1.58\\ -0.58\\ 0\end{pmatrix}\boldsymbol{r}_0$

则得

$$\boldsymbol{P}(0)=1.58,\quad \boldsymbol{P}(1)=-0.58,\quad \boldsymbol{P}(2)=0$$

由式(5.19)和$N=2$知

$$\boldsymbol{U}(z)=\left[\sum_{k=0}^{N-1}\boldsymbol{P}(k)z^{-k}+\frac{\boldsymbol{P}(N)z^{-N}}{1-z^{-1}}\right]\boldsymbol{r}_0=\left[\boldsymbol{P}(0)+\boldsymbol{P}(1)z^{-1}+\frac{\boldsymbol{P}(2)z^{-2}}{1-z^{-1}}\right]\boldsymbol{r}_0$$

$$=(1.58-0.58z^{-1})\boldsymbol{r}_0$$

由式(5.23)和$N=2$知

$$\boldsymbol{E}(z)=\sum_{k=0}^{N-1}\left[\boldsymbol{I}-\sum_{j=0}^{k-1}\boldsymbol{C}\boldsymbol{F}^{(k-j-1)}\boldsymbol{G}\boldsymbol{P}(j)\right]\boldsymbol{r}_0 z^{-k}=\left\{\boldsymbol{I}+\left[\boldsymbol{I}-\boldsymbol{CGP}(0)\right]z^{-1}\right\}\boldsymbol{r}_0$$

$$=(1+0.41856z^{-1})\boldsymbol{r}_0$$

所以数字控制器$D(z)$为

$$D(z) = \frac{\boldsymbol{U}(z)}{\boldsymbol{E}(z)} = \frac{1.58 - 1.58z^{-1}}{1 + 0.418z^{-1}}$$



5.2 采用状态空间的极点配置设计法

在计算机控制系统中，除了使用输出反馈控制外，还可以使用状态反馈控制。图 5.2 给出了计算机控制系统的典型结构。在 5.1.1 节中，讨论了连续的被控对象同零阶保持器一起进行离散化的问题，同时忽略数字控制器的量化效应，则图 5.2 可以简化为如图 5.3 所示的离散系统。

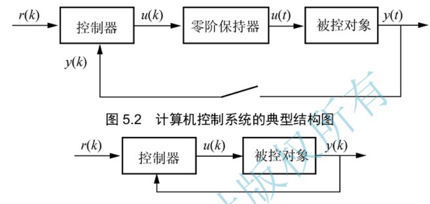


图 5.2 计算机控制系统的典型结构图

图 5.3 简化的离散系统结构图

下面按离散系统的情况来讨论控制器的设计。本节讨论利用状态反馈的极点配置方法来进行设计控制规律，首先讨论调节系统($\boldsymbol{r}(k)=0$)的情况，然后讨论跟踪系统，即如何引入外界参考输入 $\boldsymbol{r}(k)$ 。

按极点配置设计的控制器通常由两部分组成：一部分是状态观测器，它根据所测到的输出量 $\boldsymbol{y}(k)$ 重构出全部状态 $\hat{\boldsymbol{x}}(k)$ ；另一部分是控制规律，它直接反馈重构的全部状态。图 5.4 给出了调节系统的情况。

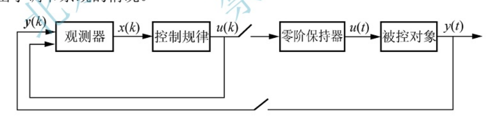


图 5.4 调节系统($\boldsymbol{r}(k)=0$)中控制器的结构图

5.2.1 按极点配置设计控制规律

为了按极点配置设计控制规律，暂设控制规律反馈的是实际对象的全部状态，而不是重构的状态。

设连续被控对象的状态方程为(注意：此时 $\boldsymbol{r}(k)=0$)

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t)\\ \boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t)\end{cases} \tag{5.24}$$

由 5.1.1 节知，相应的离散状态方程为

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{F}\boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k) \\ \boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(k) \end{cases} \tag{5.25}$$

且

$$\begin{cases} \boldsymbol{F} = \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}T} \\ \boldsymbol{G} = \int_0^T \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}t}\mathrm{d}t\boldsymbol{B} \end{cases} \tag{5.26}$$

式中 T 为采样周期。

若图 5.4 中的控制规律为线性状态反馈(此时仅考虑 $\boldsymbol{r}(k)=0$ 的情况)，即

$$\boldsymbol{u}(k) = -\boldsymbol{L}\boldsymbol{x}(k) \tag{5.27}$$

则要设计出反馈控制规律 $\boldsymbol{L}$ ，以使闭环系统具有所需要的极点配置。

将式(5.27)代入式(5.25)得到闭环系统的状态方程为

$$\boldsymbol{x}(k+1) = (\boldsymbol{F} - \boldsymbol{G}\boldsymbol{L})\boldsymbol{x}(k) \tag{5.28}$$

显然，闭环系统的特征方程为

$$|z\boldsymbol{I} - \boldsymbol{F} + \boldsymbol{G}\boldsymbol{L}| = 0 \tag{5.29}$$

设给定所需要的闭环系统的极点为 z_i (i=1，2，…， n，其中 $i \neq j$ 时， $j \in n$ $z_i \neq z_j$)，则很容易求得要求的闭环系统特征方程为

$$\begin{aligned} \beta(z) &= (z-z_1)(z-z_2)\cdots(z-z_n) \\ &= z^n + \beta_1 z^{n-1} + \cdots + \beta_n = 0 \end{aligned} \tag{5.30}$$

由式(5.27)和式(5.28)可知，反馈控制规律 $\boldsymbol{L}$ 应满足

$$|z\boldsymbol{I} - \boldsymbol{F} + \boldsymbol{G}\boldsymbol{L}| = \beta(z) \tag{5.31}$$

若将式(5.31)的行列式展开，并比较两边 z 的同次幂的系数，则一共可得到 n 个代数方程。对于单输入的情况， $\boldsymbol{L}$ 中未知元素的个数与方程的个数相等，因此一般情况下可获得 $\boldsymbol{L}$ 的唯一解。而对于多输入的情况，仅根据式(5.31)并不能完全确定 $\boldsymbol{L}$ ，计算比较复杂，这时需同时附加其他的限制条件才能完全确定 $\boldsymbol{L}$ 。本节只讨论单输入的情况。

可以证明，对于任意的极点配置，$\boldsymbol{L}$ 具有唯一解的充分必要条件是被控对象完全能控，即

$$\mathrm{rank}(\boldsymbol{G}，\boldsymbol{F}\boldsymbol{G}，\ \cdots\ \ \boldsymbol{F}^{n-1}\boldsymbol{G}) = n \tag{5.32}$$

该结论的物理意义也是很明显的，只有当系统的所有状态都是能控的，才能通过适当的状态反馈控制，使得闭环系统的极点配置在任意指定的位置。

由于人们对于 S 平面中的极点分布与系统性能的关系比较熟悉，因此可首先根据相应连续系统性能指标的要求来给定 S 平面中的极点，然后再根据 $z_i = \mathrm{e}^{s_i T}$ 的关系求得 Z 平面中的极点分布，其中 T 为采样周期。

例 5.2 被控对象的传递函数 $G(s) = \dfrac{1}{s^2}$ ，采样周期 $T = 0.1\mathrm{s}$ 采用零阶保持器。现要求闭环系统的动态响应相当于阻尼系数为 $\xi = 0.5$ ，无阻尼自然振荡频率 $\omega_n = 3.6$ 的二阶连续系统，用极点配置方法设计状态反馈控制规律 $\boldsymbol{L}$ ，并求 $u(k)$ 。

解 被控对象的微分方程为 $\ddot{y}(t) = u(t)$ ，定义两个状态变量分别为 $x_1(t) = y(t)$ ，$x_2(t) = \dot{x}_1(t) = \dot{y}(t)$ ，则得 $\dot{x}_1(t) = x_2(t); \dot{x}_2(t) = \ddot{y}(t) = u(t)$ ，故有

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} u(t) \\ y(t) = (1, 0) \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} \end{cases}$$

对应的离散状态方程为

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}(k+1)=\begin{pmatrix}1 & T\\0 & 1\end{pmatrix}\boldsymbol{x}(k)+\begin{pmatrix}\dfrac{T^2}{2}\\T\end{pmatrix}\boldsymbol{u}(k)\\ y(k)=(1,\ 0)\boldsymbol{x}(k)\end{cases}$$

将 $T=0.1\text{s}$ 代入上式，得

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}(k+1)=\begin{pmatrix}1 & 0.1\\0 & 1\end{pmatrix}\boldsymbol{x}(k)+\begin{pmatrix}0.005\\0.1\end{pmatrix}\boldsymbol{u}(k)\\ y(k)=(1,\ 0)\boldsymbol{x}(k)\end{cases}$$

且

$$\begin{cases}\boldsymbol{F}=\begin{pmatrix}1 & 0.1\\0 & 1\end{pmatrix}\\ \boldsymbol{G}=\begin{pmatrix}0.005\\0.1\end{pmatrix}\end{cases}$$

$$[\boldsymbol{G}\quad \boldsymbol{FG}]=\begin{pmatrix}0.005 & 0.015\\0.1 & 0.1\end{pmatrix}$$

因为

$$\begin{vmatrix}0.005 & 0.015\\0.1 & 0.1\end{vmatrix}\neq 0$$

所以系统能控。根据要求，求得 S 平面上两个期望的极点为

$$s_{1,2}=-\xi\omega_n\pm \mathrm{j}\sqrt{1-\xi^2}\,\omega_n=-1.8\pm \mathrm{j}3.12$$

利用 $z=\mathrm{e}^{sT}$ 的关系，可求得 Z 平面上的两个期望的极点为

$$z_{1,2}=0.835\mathrm{e}^{\pm \mathrm{j}0.312}$$

于是得到期望的闭环系统特征方程为

$$\beta(z)=(z-z_1)(z-z_2)=z^2-1.6z+0.7 \tag{5.33}$$

若状态反馈控制规律为

$$\boldsymbol{L}=(L_1,\ L_2)$$

则闭环系统的特征方程为

$$\begin{aligned}|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{GL}|&=\left|\begin{pmatrix}z & 0\\0 & z\end{pmatrix}-\begin{pmatrix}1 & 0.1\\0 & 1\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0.005\\0.1\end{pmatrix}(L_1,\quad L_2)\right|\\&=z^2+(0.1L_2+0.005L_1-2)z+0.005L_1-0.1L_2+1\end{aligned} \tag{5.34}$$

比较式(5.33)和式(5.34)，可得

$$\begin{cases}0.1L_2+0.005L_1-2=-1.6\\0.005L_1-0.1L_2+1=0.7\end{cases}$$

求解上式，得 $L_1=10$，$L_2=3.5$ 即 $\boldsymbol{L}=(10,\ 3.5)$

$$u(k)=-\boldsymbol{Lx}(k)=-(10,\ 3.5)\boldsymbol{x}(k)$$

5.2.2 按极点配置设计状态观测器

前面讨论的按极点配置设计控制规律时，假定全部状态均可直接用于反馈，实际上这是难以做到的，因为有些状态无法测量。因为必须设计状态观测器，根据所测量的输出 $\boldsymbol{y}(k)$ 和 $\boldsymbol{u}(k)$ 重构全部状态。所以实际反馈的是重构状态 $\hat{\boldsymbol{x}}(k)$，而不是真实的状态 $\boldsymbol{x}(k)$，即 $\boldsymbol{u}(k)=-\boldsymbol{L}\hat{\boldsymbol{x}}(k)$，如图 5.4 所示。常用的状态观测器有 3 种：预报观测器、现时观测器和降阶观测器。

1. 预报观测器

常用的观测器方程为

$$\hat{\boldsymbol{x}}(k+1)=\boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{x}}+\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k)+\boldsymbol{K}[\boldsymbol{y}(k)-\boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}(k)] \tag{5.35}$$

式中，$\hat{\boldsymbol{x}}$ 为 $\boldsymbol{x}$ 的状态重构，$\boldsymbol{K}$ 为观测器的增益矩阵。由于 $(k+1)$ 时刻的状态重构只用到了 kT 时刻的测量值 $\boldsymbol{y}(k)$，因此称式(5.35)为预报观测器，其结构如图 5.5 所示。

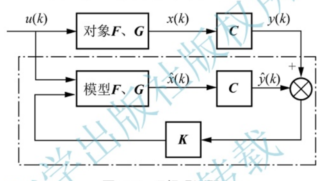


图 5.5 预报观测器

设计观测器的关键在于如何合理地选择观测器的增益矩阵 $\boldsymbol{K}$。定义状态重构误差为

$$\tilde{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{x}-\hat{\boldsymbol{x}} \tag{5.36}$$

则

$$\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{x}}(k+1)&=\boldsymbol{x}(k+1)-\hat{\boldsymbol{x}}(k+1)=\boldsymbol{F}\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k)-\boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{x}}(k)-\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k)-\boldsymbol{K}\left[\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(k)-\boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}(k)\right]\\&=(\boldsymbol{F}-\boldsymbol{K}\boldsymbol{C})[\boldsymbol{x}(k)-\hat{\boldsymbol{x}}(k)]=\boldsymbol{F}(\boldsymbol{F}-\boldsymbol{K}\boldsymbol{C})\tilde{\boldsymbol{x}}(k)\end{aligned} \tag{5.37}$$

因此，如果选择 $\boldsymbol{K}$ 使系统式(5.37)渐进稳定，那么重构误差必定会收敛到 0，即使系统式(5.25)是不稳定的，在重构中引入观测量反馈，也能使误差趋于 0。式(5.37)称为观测器的误差动态方程，该式表明，可以通过选择 $\boldsymbol{K}$，使状态重构误差动态方程的极点配置在期望的位置上。

如果出现观测器期望的极点 z_i（$i=1,2,\cdots,n$），那么求得观测器期望的特征方程为

$$\begin{aligned}\alpha(z)&=(z-z_1)(z-z_2)\cdots(z-z_n)\\&=z^n+a_1z^{n-1}+\cdots+a_n=0\end{aligned} \tag{5.38}$$

由式(5.33)可得观测器的特征方程(即状态重构误差的特征方程)为

$$\left|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{K}\boldsymbol{C}\right|=0 \tag{5.39}$$

为了获得期望的状态重构性能，由式(5.34)和式(5.35)可得

$$\alpha(z)=\left|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{K}\boldsymbol{C}\right| \tag{5.40}$$

对于单输入单输出系统，通过比较式(5.40)两边 z 的同次幂的系数，可求得 $\boldsymbol{K}$ 中 n 个

未知数。

对于任意的极点配置，$\boldsymbol{K}$ 具有唯一的充分必要条件是系统完全能观，即

$$\operatorname{rank}\begin{pmatrix}\boldsymbol{C}\\ \boldsymbol{CF}\\ \vdots\\ \boldsymbol{CF}^{n-1}\end{pmatrix}=n \tag{5.41}$$

2. 现时观测器

采用预报观测器时，现时的状态重构 $\hat{\boldsymbol{x}}(k)$ 只用了前一时刻的输出量 $\boldsymbol{y}(k-1)$，使得现时的控制信号 $\boldsymbol{u}(k)$ 中也包含了前一时刻的输出量。当采样周期较长时，这种控制方式将影响系统的性能。为此，可采用如式(5.42)的观测器方程

$$\begin{cases}\bar{\boldsymbol{x}}(k+1)=\boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{x}}(k)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k)\\ \hat{\boldsymbol{x}}(k+1)=\bar{\boldsymbol{x}}(k+1)+\boldsymbol{K}\left[\boldsymbol{y}(k+1)-\boldsymbol{C}\bar{\boldsymbol{x}}(k+1)\right]\end{cases} \tag{5.42}$$

由于 $(k+1)T$ 时刻的状态重构 $\hat{\boldsymbol{x}}(k+1)$ 用到了现时刻的量测量 $\boldsymbol{y}(k+1)$，因此式(5.42)称为现时观测器。

由式(5.25)和式(5.42)可得状态重构误差为

$$\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{x}}(k+1)&=\boldsymbol{x}(k+1)-\hat{\boldsymbol{x}}(k+1)\\&=\left[\boldsymbol{F}\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k)\right]-\left\{\bar{\boldsymbol{x}}(k+1)+\boldsymbol{K}\left[\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(k+1)-\boldsymbol{C}\bar{\boldsymbol{x}}(k+1)\right]\right\}\\&=\left[\boldsymbol{F}-\boldsymbol{KCF}\right]\tilde{\boldsymbol{x}}(k)\end{aligned} \tag{5.43}$$

从而求得现时观测器状态重构误差的特征方程为

$$\left|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{KCF}\right|=0 \tag{5.44}$$

同样，为了获得期望的状态重构性能，可以由下式确定 $\boldsymbol{K}$ 的值

$$\alpha(z)=\left|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{KCF}\right|$$

和预报观测器的设计一样，系统必须完全能观时才能求得 $\boldsymbol{K}$。

3. 降阶观测器

预报和现时观测器都是根据输出量重构全部状态，即观测器的阶数等于状态的个数，因此称为全阶观测器。实际系统中，所能测量到的 $\boldsymbol{y}(k)$ 中，已直接给出了一部分状态变量，这部分状态变量不必通过估计获得。因此，只要估计其余的状态变量就可以了，这种阶数低于全阶的观测器称为降阶观测器。

将原状态向量分为两部分，即

$$\boldsymbol{x}(k)=\begin{pmatrix}\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k)\\ \boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k)\end{pmatrix}$$

式中　$\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k)$ 为能够测量到的部分状态；

　　$\boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k)$ 为需要重构的部分状态。

据此，原被控对象的状态方程式(5.25)可以分块写成

$$\begin{pmatrix}\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k+1)\\ \boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k+1)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\boldsymbol{F}_{\mathrm{aa}}&\boldsymbol{F}_{\mathrm{ab}}\\ \boldsymbol{F}_{\mathrm{ba}}&\boldsymbol{F}_{\mathrm{bb}}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k)\\ \boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}\boldsymbol{G}_{\mathrm{a}}\\ \boldsymbol{G}_{\mathrm{b}}\end{pmatrix}u(k) \tag{5.45}$$

式(5.45)展开并写成

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k+1)=\boldsymbol{F}_{\mathrm{bb}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k)+\left[\boldsymbol{F}_{\mathrm{ba}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k)+\boldsymbol{G}_{\mathrm{b}}\boldsymbol{u}(k)\right] \\ \boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k+1)-\boldsymbol{F}_{\mathrm{aa}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k)-\boldsymbol{G}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{u}(k)=\boldsymbol{F}_{\mathrm{ab}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k) \end{cases} \tag{5.46}$$

将式(5.46)与式(5.25)比较后，可建立如下的对应关系

式(5.25)	(5.46)
$\boldsymbol{x}(k)$	$\boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k)$
$\boldsymbol{F}$	$\boldsymbol{F}_{\mathrm{bb}}$
$\boldsymbol{Gu}(k)$	$\boldsymbol{F}_{\mathrm{ba}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k)+\boldsymbol{G}_{\mathrm{b}}\boldsymbol{u}(k)$
$\boldsymbol{y}(k)$	$\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k+1)-\boldsymbol{F}_{\mathrm{aa}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k)-\boldsymbol{G}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{u}(k)$
$\boldsymbol{c}$	$\boldsymbol{F}_{\mathrm{ab}}$

参考预报观测器的方程式(5.35)，可以写出相应于式(5.46)的观测器方程为

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{b}}(k+1)=&\boldsymbol{F}_{\mathrm{bb}}\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{b}}(k)+\left[\boldsymbol{F}_{\mathrm{ba}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k)+\boldsymbol{G}_{\mathrm{b}}\boldsymbol{u}(k)\right]+ \\ &\boldsymbol{K}\left[\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k+1)-\boldsymbol{F}_{\mathrm{aa}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k)-\boldsymbol{G}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{u}(k)-\boldsymbol{F}_{\mathrm{ab}}\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{b}}(k)\right] \end{aligned} \tag{5.47}$$

式(5.47)便是根据已测量到的状态 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k)$，重构其余状态 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k)$ 的观测器方程。由于 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k)$ 的阶数低于 $\boldsymbol{x}(k)$ 的阶数，所以称为降阶观测器。

由式(5.46)和式(5.47)可得状态重构误差为

$$\begin{aligned} \tilde{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{b}}(k+1)&=\boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k+1)-\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{b}}(k+1)=(\boldsymbol{F}_{\mathrm{bb}}-\boldsymbol{KF}_{\mathrm{ab}})\left[\boldsymbol{x}_{\mathrm{b}}(k)-\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{b}}(k)\right] \\ &=(\boldsymbol{F}_{\mathrm{bb}}-\boldsymbol{KF}_{\mathrm{ab}})\tilde{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{b}}(k) \end{aligned} \tag{5.48}$$

从而求得降阶观测器的状态重构误差的特征方程为

$$\left|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}_{\mathrm{bb}}+\boldsymbol{KF}_{\mathrm{ab}}\right|=0 \tag{5.49}$$

同理，为了获得期望的状态重构性能，由式(5.34)和式(5.45)可得

$$\alpha(z)=\left|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}_{\mathrm{bb}}+\boldsymbol{KF}_{\mathrm{ab}}\right| \tag{5.50}$$

观测器的增益矩阵 $\boldsymbol{K}$ 可由式(5.50)求得。若给定降阶观测器的极点，也即已知 $\alpha(z)$，如果仍只考虑单输出(即 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{a}}(k)$ 的维数为1)的情况，根据式(5.50)即可解得增益矩阵 $\boldsymbol{K}$。这里，对于任意给定的极点，$\boldsymbol{K}$ 具有唯一解的充分必要条件也是系统完全能控，即式(5.41)成立。

例 5.3 设被控对象的连续状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{Ax}(t)+\boldsymbol{Bu}(t) \\ \boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{Cx}(t) \end{cases} \tag{5.51}$$

式中 $\boldsymbol{A}=\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$，$\boldsymbol{B}=\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$，$\boldsymbol{C}=(1,\quad 0)$；

采样周期 $T=0.1\mathrm{s}$。

要求确定 $\boldsymbol{K}$。

(1) 设计预报观测器，并将观测器特征方程的两个极点配置在 $z_{1,2}=0.2$ 处。

(2) 设计现时观测器，并将观测器特征方程的两个极点配置在 $z_{1,2}=0.2$ 处。

(3) 假定 x_1 是能够测量的状态，x_2 是需要估计的状态，设计降阶观测器，并将观测器特征方程的极点配置在 $z=0.2$ 处。

解 将式(5.51)离散化，得离散状态方程为

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}(k+1)=\boldsymbol{F}\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k) \\ \boldsymbol{y}(k)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(k) \end{cases} \tag{5.52}$$

其中

$$\boldsymbol{F}=\mathrm{e}^{AT}=\begin{pmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{pmatrix}，\quad \boldsymbol{G}=\int_0^T \mathrm{e}^{AT}\mathrm{d}t\boldsymbol{B}=\begin{pmatrix} \dfrac{T^2}{2} \\ T \end{pmatrix} \tag{5.53}$$

将 $T=0.1s$ 代入式(5.53)，得

$$\boldsymbol{F}=\begin{pmatrix} 1 & 0.1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}，\quad \boldsymbol{G}=\begin{pmatrix} 0.005 \\ 0.1 \end{pmatrix}$$

(1) 由已知条件知

$$\alpha(z)=(z-z_1)(z-z_2)=(z-0.2)^2=z^2-0.4z+0.04=0 \tag{5.54}$$

$$\begin{aligned} |z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{K}\boldsymbol{C}| &= \left|\begin{pmatrix} z & 0 \\ 0 & z \end{pmatrix}-\begin{pmatrix} 1 & 0.1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} 1 , 0 \end{pmatrix}\right| \\ &= z^2-(2-k_1)z+1-k_1+0.1k_2=0 \end{aligned} \tag{5.55}$$

比较式(5.54)和式(5.55)，得

$$\begin{cases} 2-k_1=0.4 \\ 1-k_1+0.1k_2=0.04 \end{cases}$$

解得 $\begin{cases} k_1=1.6 \\ k_2=6.4 \end{cases}$，即 $\boldsymbol{K}=\begin{pmatrix} 1.6 \\ 6.4 \end{pmatrix}$。

(2) 由已知条件知

$$\alpha(z)=(z-z_1)(z-z_2)=(z-0.2)^2=z^2-0.4z+0.04=0 \tag{5.56}$$

$$\begin{aligned} |z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{K}\boldsymbol{C}\boldsymbol{F}| &= \left|\begin{pmatrix} z & 0 \\ 0 & z \end{pmatrix}-\begin{pmatrix} 1 & 0.1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \end{pmatrix}(1,0)\begin{pmatrix} 1 & 0.1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}\right| \\ &= z^2+(k_1+0.1k_2-2)z+1-k_1=0 \end{aligned} \tag{5.57}$$

比较式(5.56)和式(5.57)，得

$$\begin{cases} k_1+0.1k_2-2=-0.4 \\ 1-k_1=0.04 \end{cases}$$

解得 $\begin{cases} k_1=0.96 \\ k_2=6.4 \end{cases}$，即 $\boldsymbol{K}=\begin{bmatrix} 0.96 \\ 6.4 \end{bmatrix}$。

(3) 由前面可知

$$\boldsymbol{F}=\begin{pmatrix} 1 & 0.1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} F_{\mathrm{aa}} & F_{\mathrm{ab}} \\ F_{\mathrm{ba}} & F_{\mathrm{bb}} \end{pmatrix}$$

$$\alpha(z)=z-0.2=0 \tag{5.58}$$

$$|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}_{\mathrm{bb}}+\boldsymbol{K}\boldsymbol{F}_{\mathrm{ab}}|=z-1+0.1\boldsymbol{K}=0 \tag{5.59}$$

比较式(5.58)和式(5.59)，得

$$\boldsymbol{K}=8$$

5.2.3　按极点配置设计控制器

前面分别讨论了按极点配置设计的控制规律和状态观测器，这两部分组成了状态反馈控制器，如图 5.4 所示的调节系统($\boldsymbol{r}(k)=0$ 的情况)。



1. **控制器的组成**

设被控对象的离散状态方程为

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}(k+1)=\boldsymbol{F}\boldsymbol{x}(k)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k) \\ \boldsymbol{y}(k)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(k) \end{cases} \tag{5.60}$$

设控制器由预报观测器和状态反馈控制规律组合而成，即

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{x}}(k+1)=\boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{x}}(k)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k)+\boldsymbol{K}\left[\boldsymbol{y}(k)-\boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}(k)\right] \\ \boldsymbol{u}(k)=-\boldsymbol{L}\hat{\boldsymbol{x}}(k) \end{cases} \tag{5.61}$$

2. **分离性原理**

由式(5.60)和式(5.61)构成的闭环(图 5.4)的状态方程可写成

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}(k+1)=\boldsymbol{F}\boldsymbol{x}(k)-\boldsymbol{G}\boldsymbol{L}\hat{\boldsymbol{x}}(k) \\ \hat{\boldsymbol{x}}(k+1)=\boldsymbol{K}\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(k)+(\boldsymbol{F}-\boldsymbol{G}\boldsymbol{L}-\boldsymbol{K}\boldsymbol{C})\hat{\boldsymbol{x}}(k) \end{cases} \tag{5.62}$$

再将式(5.62)改成

$$\begin{pmatrix} \boldsymbol{x}(k+1) \\ \hat{\boldsymbol{x}}(k+1) \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} \boldsymbol{F} & -\boldsymbol{G}\boldsymbol{L} \\ \boldsymbol{K}\boldsymbol{C} & \boldsymbol{F}-\boldsymbol{G}\boldsymbol{L}-\boldsymbol{K}\boldsymbol{C} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \boldsymbol{x}(k) \\ \hat{\boldsymbol{x}}(k) \end{pmatrix} \tag{5.63}$$

由式(5.63)构成的闭环系统的特征方程为

$$\begin{aligned} \gamma(z) &= \left| z\boldsymbol{I}-\begin{bmatrix} \boldsymbol{F} & -\boldsymbol{G}\boldsymbol{L} \\ \boldsymbol{K}\boldsymbol{C} & \boldsymbol{F}-\boldsymbol{G}\boldsymbol{L}-\boldsymbol{K}\boldsymbol{C} \end{bmatrix} \right| = \begin{vmatrix} z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F} & \boldsymbol{G}\boldsymbol{L} \\ -\boldsymbol{K}\boldsymbol{C} & z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{G}\boldsymbol{L}+\boldsymbol{K}\boldsymbol{C} \end{vmatrix} \\ &= \begin{vmatrix} z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{G}\boldsymbol{L} & \boldsymbol{G}\boldsymbol{L} \\ z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{G}\boldsymbol{L} & z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{G}\boldsymbol{L}+\boldsymbol{K}\boldsymbol{C} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{G}\boldsymbol{L} & \boldsymbol{G}\boldsymbol{L} \\ 0 & z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{K}\boldsymbol{C} \end{vmatrix} \\ &= \left| z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{G}\boldsymbol{L} \right| \cdot \left| z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{K}\boldsymbol{C} \right| = \beta(z)\cdot\alpha(z) \end{aligned}$$

即

$$\gamma(z)=\alpha(z)\cdot\beta(z)=0 \tag{5.64}$$

由此可见，式(5.63)构成的闭环系统的 $2n$ 个极点由两部分组成：一部分是按状态反馈控制规律设计所给定的 n 个控制极点；另一部分是按状态观测器设计所给定的 n 个观测器极点，这就是“分离性原理”。根据这一原理，可以分别设计系统的控制规律和观测器，从而简化了控制器的设计。

3. **状态反馈控制器的设计步骤**

综上可归纳出采用状态反馈的极点配置方法设计控制器的步骤如下。

(1) 按闭环系统的性能要求给定几个控制极点。

(2) 按极点配置设计状态反馈控制规律，计算 $\boldsymbol{L}$ 。

(3) 合理地给定观测器的极点，并选择观测器的类型，计算观测器的增益矩阵 $\boldsymbol{K}$ 。

(4) 最后根据所设计的控制规律和观测器，由计算机来实现。

4. **观测器及观测器的类型选择**

以上讨论了采用状态反馈控制器的设计，控制极点是按闭环系统的性能要求来设置的，因而控制极点成为整个系统的主导极点。观测器极点的设置应使状态重构具有较快的跟踪速度。如果测量输出中无大的误差和噪声，则可考虑将观测器极点都设置在 Z 平面的原点。

如果测量输出中含有较大的误差和噪声，则可考虑按观测器极点所对应的衰减速度比控制极点对应的衰减速度快4～5倍的要求来设置。观测器的类型应考虑以下几点。

(1) 如果控制器的计算延时与采样周期处于同一数量级，则可考虑选用预报观测器，否则可用现时观测器。

(2) 如果测量输出比较准确，而且它是系统的一个状态，则可考虑用降阶观测器，否则用全阶观测器。

例 5.4 在例 5.2 中的系统的离散状态方程为

$$\boldsymbol{x}(k+1)=\begin{pmatrix}1 & 0.1\\ 0 & 1\end{pmatrix}\boldsymbol{x}(k)+\begin{pmatrix}0.005\\ 0.1\end{pmatrix}\boldsymbol{u}(k)$$

并知系统是可控的，系统的输出方程为

$$y(k)=(1\ ,\quad 0)\boldsymbol{x}(k)$$

系统的采样周期为0.1s，试设计状态反馈控制器，以使控制极点配置在 $z_1=0.6$，$z_2=0.8$ 使预报观测器的极点配置在 $0.9\pm \mathrm{j}0.1$ 处。

解 由例 5.2 和例 5.3 中知系统是可控的，根据分离性原理，系统控制器可按以下进行。

(1) 设计控制规律。

求对应控制极点 $z_1=0.6$，$z_2=0.8$ 的特征方程

$$\beta(z)=(z-0.6)(z-0.8)=z^2-1.4z+0.48=0$$

而
$$|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{GL}|=z^2+(0.005L_1+0.1L_2-2)z+1+0.005L_1-0.1L_2=0$$

由
$$\beta(z)=|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{GL}|$$

可解得
$$\begin{cases}0.005L_1+0.1L_2-2=-1.4\\ 1+0.005L_1-0.1L_2=0.48\end{cases}$$

即
$$\begin{cases}L_1=8\\ L_2=5.6\end{cases}$$

故有
$$\boldsymbol{L}=(8，5.6)$$

(2) 设计预报观测器。

求对应观测器极点 $0.9\pm0.1\mathrm{j}$ 的特征方程

$$\alpha(z)=(z-0.9-\mathrm{j}0.1)(z-0.9+\mathrm{j}0.1)=z-1.8z+0.82=0$$

而
$$|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{KC}|=z^2-(2-k_1)z+1-k_1+0.1k_2=0$$

由 $\alpha(z)=|z\boldsymbol{I}-\boldsymbol{F}+\boldsymbol{KC}|$ 可解得

$$\begin{cases}2-k_1=1.8\\ 1-k_1+0.1k_2=0.82\end{cases}$$

即得 $\begin{cases}k_1=0.2\\ k_2=0.2\end{cases}$，故有 $\boldsymbol{K}=\begin{pmatrix}0.2\\ 0.2\end{pmatrix}$。

(3) 设计控制器。

系统的状态反馈控制器为

$$\begin{cases}\hat{\boldsymbol{x}}(k+1)=\boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{x}}(k)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{u}(k)+\boldsymbol{K}\left[\boldsymbol{y}(k)-\mathbf{C}\hat{\boldsymbol{x}}(k)\right]\\ \boldsymbol{x}(k)=-\boldsymbol{L}\boldsymbol{x}(k)\end{cases}$$

且有 $\boldsymbol{L}=(8,\ 5.6)$，$\boldsymbol{K}=\begin{pmatrix}0.2\\0.2\end{pmatrix}$。

5.3 小　　结

在现代控制理论中，分析系统的主要方法是状态空间分析法，并使用状态空间表达式来建立系统的数学模型。由于计算机控制系统中控制器处理的信号都是离散信号，因此这类系统描述和分析采用离散状态空间表达式。

离散状态空间设计法利用对象的状态空间模型，根据给定的系统性能指标，设计出满足要求的计算机控制系统。这种方法的优点是能够处理多输入多输出、时变和非线性系统，便于计算机辅助设计和实现，但难于沿用古典控制理论中现成的设计方法。现代控制理论中反馈校正主要有输出反馈和状态反馈两类形式，本章介绍了状态空间输出反馈设计法和状态空间极点配置设计法。



最优控制是现代控制理论的核心。最优控制研究的主要问题是，根据已建立的被控对象的数学模型，选择一个容许的控制规律，使得被控对象按预定的要求运行，并使给定的某一性能指标达到极小值(或极大值)。在自动控制原理中最优控制主要针对的是连续系统，而在离散系统中控制器的设计与极点配置方法不同，最优控制将寻求一种最优控制策略，使某一性能指标最佳，这种性能指标常以对状态及控制作用的二次型积分表示，通常称为二次型最优控制。这种控制与极点配置方法不同，不仅能用于单输入单输出系统，也可用于多输入多输出系统及时变系统。如果对计算机控制系统的最优二次型设计感兴趣的同学可以查阅相关资料，这里不再做详细的介绍。

由于计算机的结构、规模、运算速度及其应用技术的发展，利用计算机可以在短时间内完成更为复杂的运算。目前，建立在离散信号基础上的智能控制得到了迅速发展，成为当前控制领域的重要组成部分。常用的方法包括以下 3 种。

(1) 自适应控制：利用系统的输入和输出、控制器输出等信号进行系统参数辨识和估算，将结果与预期的目标或预期的信号进行比较，给出决策方案，调节或修改控制器参数，以达到最为合理的调节目的。

(2) 模糊控制：以专家经验为基础，将人类的思维方式与数据信息相统一，将语言信息引入控制系统，建立规则库，以便对系统进行认识和控制。主要特点是将对象与控制模糊化、离散化、语言化，与传统的精确控制不同，不需要建立精确的数学模型。

(3) 神经网络控制：将(人工)神经网络理论与控制理论相结合，具有自适应和自学习的

能力，为解决复杂的非线性、不确定、不确知系统的控制问题开辟了新途径，成为人工智能控制研究的重点和热点。



5.4 习　　题

1. 设单输入单输出二阶系统，其状态空间表达式方程为

$$\begin{cases}\begin{pmatrix}\dot{x}_1(t)\\ \dot{x}_2(t)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0 & 1\\ 0 & -1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}x_1(t)\\ x_2(t)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\ 1\end{pmatrix}\boldsymbol{u}(t)\\ \boldsymbol{y}(t)=\begin{pmatrix}1 & , & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}x_1(t)\\ x_2(t)\end{pmatrix}\end{cases}$$

假设系统使用零阶保持器，采样周期$T=1\text{s}$，试设计最少拍无纹波控制器的$D(z)$。

2. 设系统的状态方程为

$$\begin{pmatrix}x_1(k+1)\\ x_2(k+1)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}1 & -1\\ 0 & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}x_1(k)\\ x_2(k)\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}1\\ 1\end{pmatrix}\boldsymbol{u}(k)$$

试确定状态反馈闭环控制$\boldsymbol{u}(k)=-\boldsymbol{K}\boldsymbol{x}(k)$的反馈矩阵$\boldsymbol{K}$，使状态反馈闭环系统在$Z$平面上的极点为$z_1=0.4$和$z_2=0.6$。

3. 已知被控对象的传递函数为

$$G(s)=\frac{1}{s(0.1s+1)}$$

若系统的采样时间$T=0.1\text{s}$，采用零阶保持器，按极点配置法设计状态反馈控制规律$\boldsymbol{L}$，使闭环系统的极点配置在Z平面$z_{1,2}=0.8+0.25\text{j}$处，求$\boldsymbol{L}$和$\boldsymbol{u}(k)$。